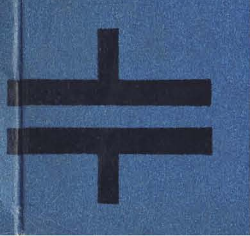
DER JUNGE FUNKER

Wolfgang Langbein / Otto Morgenroth

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis

TEIL II







Der junge Funker · Band 9

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis, Teil II

Wolfgang Langbein / Otto Morgenroth

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis

TEIL II

AM-/FM-Empfangsgeräte
mit Röhren
und AM-Transistorempfänger



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Inhalt

Vorwort

In Teil I der *Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis* wurde der mit Röhren bestückte AM-Überlagerungsempfänger beschrieben. Damit konnte eine Grundlage für das Verstehen des nun zu behandelnden kombinierten AM-/FM-Empfängers, der das moderne wirtschaftliche Empfangsgerät darstellt, geschaffen werden. Um Wiederholungen zu vermeiden, wird im wesentlichen der UKW-Teil besprochen. Sowohl hinsichtlich des Aufbaus der Stufen und der elektrischen Dimensionen der Bauelemente als auch der Wirkungsweise läßt die UKW-Schaltung spezielle Eigenschaften erkennen. Selbstverständlich sind auch die Fragen der Zusammenschaltung der verschiedenen Einheiten des AM- und FM-Komplexes sowie die gemeinsame Ausnutzung vollständiger Teile der Schaltung, von Bauelementen und Röhren behandelt. Dem Amateur wird es nicht schwerfallen, aus den Darlegungen geeignete Anwendungsmöglichkeiten für seinen Aufgabenbereich herauszufinden.

Die Wirkungsweise der Schaltung wird an einem Stromlaufplan erläutert. Ferner werden Schaltungsvarianten für die FM-Eingangsstufe und den FM-Demodulator angegeben.

Da die Transistortechnik im Empfängerbau eine immer größere Rolle spielt, wurde der Transistor-Super in einem besonderen Abschnitt beschrieben. Im Prinzip weist die transistorisierte Schaltung im Vergleich zur Röhrenschaltung keine grundsätzlichen Unterschiede auf. Deshalb werden im wesentlichen nur die Besonderheiten erläutert, die sich durch die Anwendung von Transistoren ergeben. Die Arbeitsweise eines transistorisierten AM-Überlagerungsempfängers industrieller Fertigung wird an Hand eines Stromlaufplans beschrieben.

Die Broschüre ist bestimmt für Funkamateure, Radiobastler, Angehörige der Funkeinheiten unserer NVA, Funkmechaniker und Lehrlinge des Funkmechanikerberufs, für Schüler und darüber hinaus für alle, die sich für funktechnische Fragen interessieren.

Sonneberg, im November 1966

Die Verfasser

Einführung

Die hervorragenden Eigenschaften der ultrakurzen Wellen haben diesen ein weites Anwendungsgebiet erschlossen. Die UKW-Technik hat sowohl für Hörrundfunk, kommerziellen Funk, Amateurfunk und Fernsehrundfunk als auch auf dem Gebiet der Funkmeßtechnik, der Funkortung und der Funknavigation außerordentliche Bedeutung. Die kurz vor dem zweiten Weltkrieg auf der 7-m-Welle durchgeführten Sende- und Empfangsversuche waren sehr ermutigend, so daß man sich in der Nachkriegszeit intensiv mit den Problemen der neuen Technik befaßte. Bald konnten die ersten Ultrakurzwellensender in Betrieb genommen werden. Daß sich auch die Kurzwellenamateure in starkem Maße mit den ultrakurzen Wellen beschäftigen ist verständlich, zumal jene an ihrer Erforschung mehr als einen bescheidenen Anteil haben!

Die Übertragungseigenschaften der UKW sind hervorragend: Es wird das gesamte Tonfrequenzband (16 bis 16000 Hz) übertragen.

Der Empfang ist, von einer Ausnahme abgesehen, praktisch störungsfrei; er unterliegt weder Schwunderscheinungen noch atmosphärischen, lokalen elektrischen und Überlagerungsstörungen durch fremde Sender. Bei ungünstig angebrachter Antenne können die durch Zündfunken nicht entstörter Otto-Motoren verursachten Prasselstörungen den Empfang beeinträchtigen.

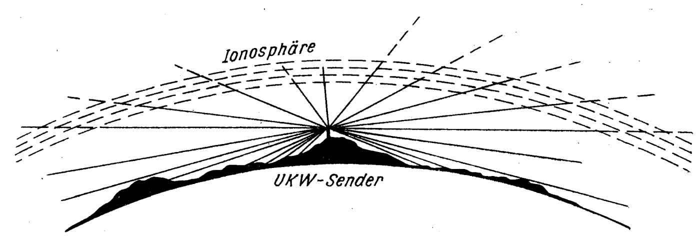


Bild 1 Ausbreitung der Kurzwellen. Der Ausbreitungsbereich ist durch die Erdkrümmung und auf dem Übertragungswege befindliche größere Hindernisse begrenzt

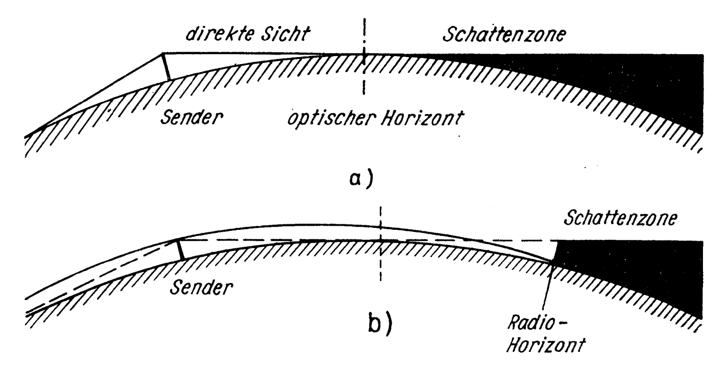


Bild 2 a - Bei der Annahme geradliniger Ausbreitung würde die Reichweite eines UKW-Senders am optischen Horizont enden. Jeder Empfangsort, der — vom Sender aus gesehen — sich jenseits dieser theoretischen Sichtweite befände, läge in der durch die Erdkrümmung bedingten „Schattenzone", in der Empfang nicht möglich ist;

b - durch Strahlenbrechung in der Atmosphäre werden die Wellen im Sinne der Erdkrümmung abgelenkt, so daß sie auch Empfangsstationen erreichen, die jenseits des optischen Horizontes liegen. Der „Radio-Sichtweite" liegt ein Erdradius von 4/3 — 8500 anstatt 6370 km — zugrunde

Die quasioptische Ausbreitung der UKW läßt keine sehr großen irdischen Reichweiten zu. Hinderlich sind die Erdkrümmung und auf dem Übertragungsweg befindliche größere Erhebungen (Gebirge, höhere Berge usw.). Unter normalen Empfangsbedingungen können günstig gelegene, starke UKW-Sender bis zu Entfernungen von etwa 200 km empfangen werden. Die Bilder 1, 2, 3, 4 zeigen die Ausbreitungsverhältnisse bei den entsprechenden Bedingungen. Die hohe Wiedergabequalität von Sprache und Musik setzt natürlich hochwertige Lautsprecher bzw. Lautsprecherkombinationen voraus.

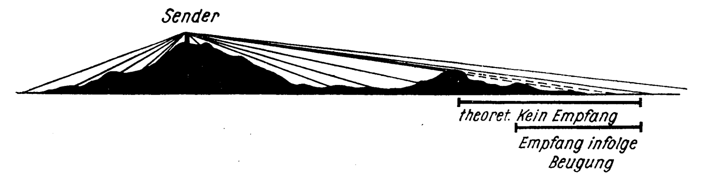
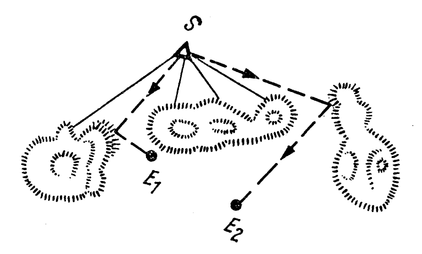


Bild 3 Befindet sich ein größeres Hindernis (Gebirge, hoher Berg) auf dem Übertragungsweg, dann bestimmt die Lage der Empfangsstation die Empfangsmöglichkeit. Die Beugung der Wellen an Gebirgskämmen bewirkt günstigere Empfangsverhältnisse

Im UKW-Hörrundfunk gebraucht man ein spezielles Modulationsverfahren, die Frequenzmodulation (FM). Ihr Kennzeichen ist die Änderung der Frequenz des hochfrequenten Trägers im Takte der Tonschwingungen.

Bild 4

Durch Reflexionen können auch Empfangsstationen, die der „Schattenwirkung" eines Hindernisses ausgesetzt sind, mit UKW-Aussendungen versorgt werden



Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation (AM) ist es die Frequenz, die die Information enthält (Bild 5).

Der nahezu störungsfreie Empfang im Hörrundfunkbereich ist einerseits durch die Wiederholbarkeit der Frequenz bedingt, andererseits dadurch, daß der FM-Empfänger nicht auf atmosphärische (Gewitter-) oder lokale elektrische Störungen reagiert, weil diese im wesentlichen amplitudenmoduliert sind (Bild 6).

Im Amateurbetrieb wird neben der Amplitudenmodulation ein etwas abgewandeltes Modulationsverfahren angewendet, die Schmalband-Frequenzmodulation (NFM = narrow frequency modulation). Sie genügt den Ansprüchen im Amateurfunk, weil man für die Übertragung von Sprache mit einem schmalen Frequenzband auskommt.

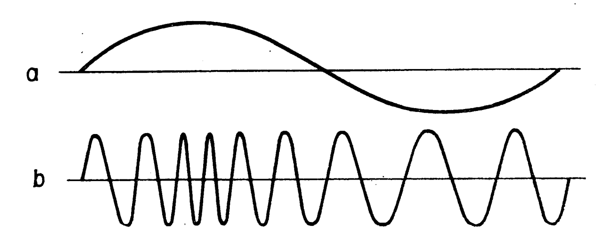


Bild 5 Die frequenzmodulierte Welle; a – Niederfrequenzschwingung (Modulationsfrequenz), b - frequenzmodulierte hochfrequente Trägerschwingung

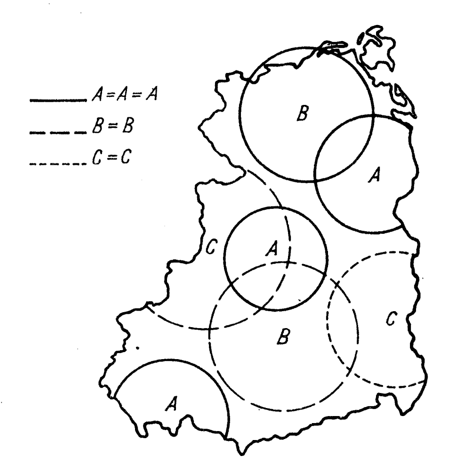


Bild 6
Schematische Darstellung für eine UKW-Sendernetz-Planung. Die Stationen mit gleicher Buchstabenbezeichnung strahlen mit gleicher Frequenz, ohne daß — unter normalen Ausbreitungsbedingungen — gegenseitige Störungen durch Überlagerung auftreten

Das Merkmal der NFM ist der kleine Modulationsindex*; er beträgt allgemein 0,5. Die Trägerfrequenzänderung hat daher nur noch den halben Wert der Modulationsfrequenz**. So ändert sich also bei einem Tonfrequenzbereich bis 3000 Hz (Sprache) die Hochfrequenz um 1500 Hz. Dieser Wert ist der Frequenzhub*** (NFM-Schaltungen sind im Handbuch *Amateurfunk*, Abschnitt 5.53. angegeben).

Aus wirtschaftlichen Gründen werden „Nur-UKW-Hörrundfunkempfänger" nicht mehr hergestellt. Man gliedert den UKW-Empfangsteil organisch in die übliche Superschaltung ein. Einige Baustufen, Röhren und Bauelemente haben in der kombinierten Schaltung entweder gleiche Aufgaben zu erfüllen, oder sie sind sowohl im AM- als auch FM-Betrieb wirksam.

* Verhältnis des Frequenzhubs zur höchsten Modulationsfrequenz. Im UKW-Hörrundfunk beträgt der Modulationsindex 5 (Frequenzhub 75 kHz, maximale Modulationsfrequenz 15 kHz).

** Frequenz, mit der die in einem Sender erzeugte hochfrequente Trägerwelle moduliert wird.

*** Scheitelwert der Frequenzabweichung von der Trägerfrequenz bei Frequenzmodulation; von der Größe des Frequenzhubs wird die Lautstärke bestimmt.

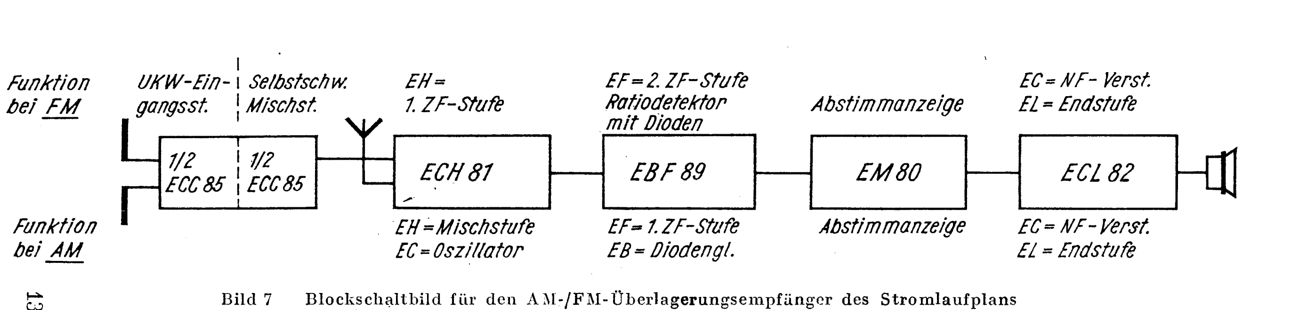


Bild 7 Blockschaltbild für den AM-/FM-Überlagerungsempfänger des Stromlaufplans

1. AM-/FM-Überlagerungsempfänger

Das Prinzipschaltbild für einen AM-/FM-Super zeigt Bild 8. Als Grundlage für die zu besprechenden einzelnen Baustufen dient der dieser Broschüre beiliegende Stromlaufplan. Alle übrigen Bestandteile der Schaltung sind mit dem Stromlaufplan für den AM-Super (s. Der junge Funker, Band 8) identisch, so daß es sich erübrigt, sie in unsere Betrachtung einzubeziehen.

1.1. Die UKW-Eingangsstufe (Tuner)

Die UKW-Eingangsstufe hat die Aufgabe,

das Eingangssignal — die von der Antenne aufgenommenen hochfrequenten Schwingungen — zu verstärken;

das verstärkte Eingangssignal mit einer selbst erzeugten Oszillatorschwingung zu überlagern (Mischung).

Das Mischprodukt ist die in ihrer Frequenz unveränderliche Zwischenfrequenz. Im Prinzip sind das die gleichen Aufgaben, die das Eingangsaggregat des AM-Supers zu erfüllen hat.

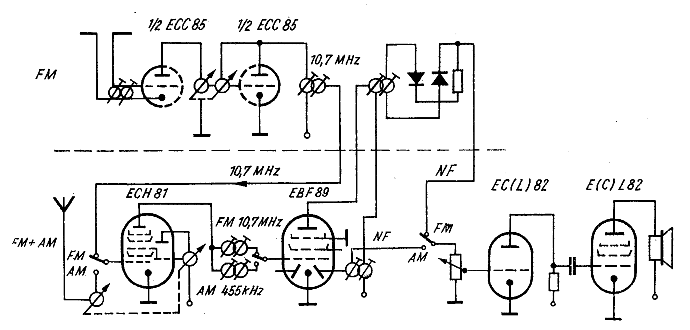


Bild 8 Die Prinzipschaltung des „Stromlaufplan"-AM-/FM-Überlagerungsempfängers

Infolge der hohen Frequenzen ergeben sich im Hinblick auf eine ausreichend rauscharme und rückwirkungsfreie Verstärkung Probleme, die nur mit speziellen Schaltungen und besonderen Röhren zu lösen sind.

Nach den Bestimmungen der Konvention von Atlantic City steht dem UKW-Hörrundfunk der „Region 1" (Europa) — demzufolge auch den Rundfunkstationen der DDR — das Frequenzband 87,5 bis 100 MHz zur Verfügung. Es muß also ein Frequenzbereich von 12,5 MHz (!) in der Eingangsstufe soweit wie möglich *linear* verstärkt werden. Im UKW-Amateurfunk liegen die Verhältnisse weitaus günstiger. Das ihm zugeteilte Band, 144 bis 146 MHz, umfaßt einen Frequenzbereich von nur 2 MHz.

Die allgemein gebräuchliche Zwischenfrequenz 10,7 MHz berücksichtigt wesentliche Faktoren wie Verstärkung, Spiegelfrequenzsicherheit, Frequenzvariation usw. Auch Amateure verwenden häufig die Frequenz 10,7 MHz, da erstens auf dieser Frequenz keine starken Sender liegen und zweitens die Verwendung industrieller ZF-Filter möglich ist. Um den Wert 10,7 MHz wird also die Oszillatorfrequenz höher oder tiefer liegen müssen als die Eingangsfrequenz (s. Der junge Funker, Band 8, Abschnitt 2.2.). Da beim UKW-Hörrundfunk von der ersten Möglichkeit Gebrauch gemacht wird, ergibt sich eine Frequenzvariation von 98,2 bis 110,7 MHz.

Der Senderabstand bei UKW beträgt 300 kHz. Aus diesem Grunde muß die ZF mit Rücksicht auf die Spiegelfrequenz sehr viel höher als der Senderabstand bemessen werden. Sie ist nach Möglichkeit so groß zu wählen, daß beim Empfang eines Senders an dem einen Ende des UKW-Bereichs die Spiegelfrequenz außerhalb des anderen Endes des UKW-Bereichs liegt. Für unseren UKW-Bereich von 87,7 bis 100 MHz, der 12,3 MHz umfaßt, würde demnach eine ZF von 6,2 MHz ausreichen. Da jedoch der amerikanische UKW-Bereich 20 MHz umfaßt (88 bis 108 MHz), hat man sich auf internationaler Ebene auf eine ZF von 10,7 MHz geeinigt.

Die Wahl der Röhre muß neben den für die Verstärkung wichtigen Werten die speziellen für das UKW-Verhalten entscheidenden Größen berücksichtigen. Eine wirkungsvolle Frequenzverstärkung im Bereich von 100 MHz verlangt Röhren mit kleinen Elektrodenkapazitäten und geringstem Eigenrauschen. Die Pentode scheidet trotz ihrer ausgezeichneten Verstärkereigenschaften aus, weil das durch das Schirmgitter bedingte Stromverteilungsrauschen überaus

störend wirkt. Demzufolge bevorzugt man in der UKW-Eingangsschaltung Trioden, obwohl dabei der Nachteil der kleinen Innenwiderstände und der relativ großen Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} in Kauf genommen werden muß.

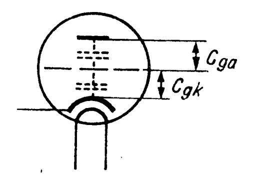
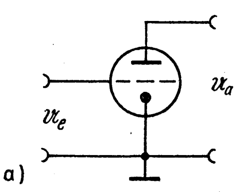


Bild 9
Die Elektrodenkapazitäten C_{ga} und C_{gk} der Triode

In das Schaltsymbol der Triode (Bild 9) sind die zwischen Gitter und Anode liegende Kapazität C_{ga} und die zwischen Katode und Gitter befindliche Kapazität C_{gk} eingezeichnet. C_{ga} wird auch als Rückwirkungskapazität bezeichnet.

Bekannte UKW-Eingangsschaltungen mit Trioden sind: Katodenbasis-, Gitterbasis-, Zwischenbasis- und Kaskodeschaltung.

Die Katodenbasisschaltung (Bild 10) ist dadurch gekennzeichnet, daß die Katode den gemeinsamen Bezugspunkt darstellt. Die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ wirkt zwischen Steuergitter und Katode, die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ wird am Außenwiderstand R_a abgenommen. Bei Trioden machen sich die Rückwirkung der Anode (durch



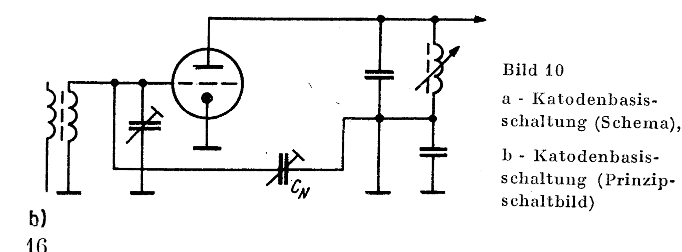


Bild 10
a - Katodenbasisschaltung (Schema),
b - Katodenbasisschaltung (Prinzipschaltbild)

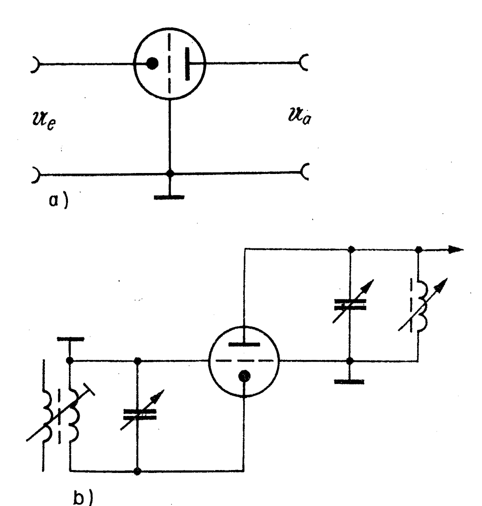


Bild 11
a - Gitterbasisschaltung (Schema), b - Gitterbasisschaltung (Prinzipschaltbild)

den Durchgriff D) und die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} bemerkbar. Bei hohen Frequenzen kann leicht Selbsterregung eintreten (Koppeln). Der hohe Eingangswiderstand der Schaltung sinkt im UKW-Gebiet stark ab.

Die Gitterbasisschaltung (Bild 11) ist durch das unmittelbar auf Massepotential liegende Steuergitter gekennzeichnet; das Gitter bildet den Spannungsnullpunkt. Die Eingangswechselspannung $\mathfrak{U}_g$ wird zwischen Gitter und Katode eingespeist und verstärkt als Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ am Außenwiderstand R_a abgenommen. Die Verstärkungseigenschaften sind annähernd die gleichen wie bei der Katodenbasisstufe. Da der Eingangswiderstand sehr klein ist (300 bis 500 Ω), wird der Eingangskreis stark bedämpft.

Die Zwischenbasisschaltung (Bild 12) kann als ein Kompromiß zwischen den beiden vorher angegebenen Schaltungen gelten. Ihr Merkmal ist eine geerdete Anzapfung, die entweder an einer zwischen Gitter und Katode liegenden Spule oder an einem kapazitiven Spannungsteiler vorgenommen wird. Die zweite Methode bietet den Vorteil, daß man bei der Neutralisation saubere Phasenverhältnisse bekommt. Der Eingangswiderstand liegt je nach dem Anzapfungsverhältnis zwischen den entsprechenden Werten der Katodenbasisstufe und der Gitterbasisstufe, so daß man die Anodenrückwirkung neu-

tralisieren muß. Die Verstärkung der Stufe ist davon abhängig, welchen Sicherheitsabstand man vom Einsatzpunkt der Selbsterregung einhalten will.

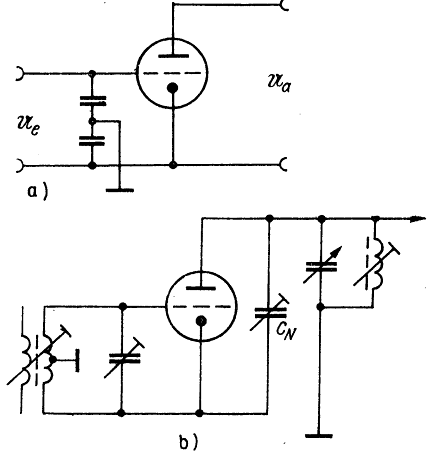


Bild 12
a - Zwischenbasisschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung (Schema),
b - Zwischenbasisschaltung mit induktiver Spannungsteilung (Prinzipschaltbild)

Die erforderliche Neutralisationsschaltung arbeitet nach dem Prinzip der Wheatstoneschen Brücke, die u. a. zur Bestimmung der Größen unbekannter Ohmscher Widerstände dient (Bild 13). Die Widerstände R_1, R_2 und R_3, R_4 bilden jeweils einen Spannungsteiler. An beiden liegt die gleiche Spannung $\mathfrak{U}$ an. Die Abgriffe A und B sind über einen Strommesser miteinander verbunden. Nach dem Gesetz der Spannungsteilung gilt die Proportion

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

Bild 13
Schaltung der *Wheatstoneschen* Brücke

Sie sagt aus, daß an den Punkten A und B gegenüber C und D gleich große Spannungsverhältnisse vorhanden sind. Ergeben sich z. B. gleich große Spannungsabfälle von A nach C und von B nach C, so besteht

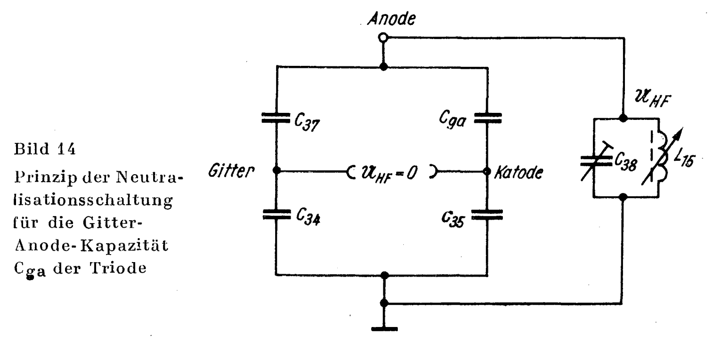


Bild 14
Prinzip der Neutralisationsschaltung für die Gitter-Anode-Kapazität C_{ga} der Triode

zwischen A und B kein Potentialgefälle; über das Meßinstrument kann kein Strom fließen. Man spricht von „Brückennull", wenn zwischen A und B keine Spannung vorhanden ist. Bei der Neutralisation der unerwünschten Gitter-Anoden-Kapazität sind die Brückenwiderstände kapazitive Widerstände (Kondensatoren), und die Brücke wird von einer HF-Spannung $\mathfrak{U}_e$ gespeist (Bild 14).

1.1.1. Neutralisation der Zwischenbasisstufe

Es sollen nun die Verhältnisse in der Schaltung (siehe Stromlaufplan AM-/FM-Überlagerungsempfänger) erläutert werden.

Die verstärkte Hochfrequenzspannung $\mathfrak{U}_{HF}$ liegt am Schwingkreis L_{15}, C_{38} zwischen Anode und Masse. Es muß verhindert werden, daß infolge der Rückwirkung über C_{ga} ein Teil der Spannung am Eingang der Röhre abfällt. Daraus ergeben sich die Bezugspunkte der Brücke: Anode — Masse — Gitter — Katode. Die Brücke muß so geschaltet werden, daß zwischen Gitter und Katode „Brückennull" herrscht. Zur Brücke gehören die Kondensatoren C_{34} und C_{35} mit dem an Masse liegenden Verbindungspunkt, die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre sowie der Neutralisationskondensator C_{37} zwischen Anode und Katode. Bezogen auf die Grundgleichung für Brückennull läßt sich die Gleichung aufstellen:

$$\frac{\frac{1}{\omega C_{37}}}{\frac{1}{\omega C_{34}}} = \frac{\frac{1}{\omega C_{ga}}}{\frac{1}{\omega C_{35}}};$$

daraus folgt

$$\frac{C_{34}}{C_{37}} = \frac{C_{35}}{C_{ga}} \text{ oder } C_{37} = \frac{C_{34} \cdot C_{ga}}{C_{35}}.$$

Mit dem Wert für Cga 2 pF erhält man daher für den Kapazitätswert des Neutralisationskondensators

$$C_{37} = \frac{25 \cdot 2}{20} = 2{,}5 \text{ pF}.$$

Da es auf einen möglichst genauen Abgleich ankommt, sollte man unbedingt die Toleranzen der Kondensatoren sehr eng wählen. Mitunter ist es zweckmäßig, einen der Brückenkondensatoren als Trimmer auszulegen. Jedenfalls kann damit eine tatsächlich perfekte Neutralisation erzielt werden.

1.1.2. Anpassung der Antenne

Der verhältnismäßig niederohmige Eingang der Zwischenbasisstufe erfordert eine A n t e n n e n a n p a s s u n g, die durch einen definierten Wellenwiderstand der Energieleitung bedingt ist.

Die im UKW-Gebiet verwendeten Antennen stellen Dipole (Zweipole) dar, die im Gegensatz zu den für den Empfang von Lang-, Mittel- und Kurzwellen üblichen Antennen „abgestimmt" sind, d. h., die geometrische Länge des Dipols steht in einem bestimmten Verhältnis zur Betriebswellenlänge. Vorwiegend ist der $\lambda/2$-Dipol (Halbwellen-Dipol) gebräuchlich. Für seine Dimensionierung gilt die Grundformel

$$l = \frac{150}{f};$$

f in MHz.

Die Formel bedarf einer Korrektur, da die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen auf einem metallischen Leiter

kleiner ist als in Luft. Man bedient sich eines „Verkürzungsfaktors“; er beträgt etwa 6%. Die den Verkürzungsfaktor berücksichtigende Formel lautet

$$l = \frac{141}{f};$$

f in MHz.

Für die Frequenz 94 MHz, die mittlere Frequenz des UKW-Hörrundfunkbands, ergibt sich eine Antennenlänge von 150 cm, für das Amateurband, Mittelfrequenz 145 MHz, eine Länge von 97 cm. Eine wichtige charakteristische Größe des Dipols ist sein Wellenwiderstand (Fußpunktwiderstand Z), das ist der am Anschlußpunkt der Antenne vorhandene Wechselstromwiderstand. Bei Stabdicken größer als 3 mm ergibt sich für den offenen (gestreckten) Dipol ein Z von 60 Ω, für den Schleifendipol (Faltdipol) beträgt er 240 Ω. Der Fußpunktwiderstand nimmt ab, wenn zusätzliche Antennenelemente — Reflektor, Direktor(en) — vorhanden sind. Die beiden einfachen Dipole sind also ohne weiteres an die üblichen Ableitungen (60-Ω-Koaxialkabel bzw. 240-Ω-Bandleitung) angepaßt. Abweichende Antennen-Fußpunktwiderstände erfordern eine spezielle Anpassung; sie kann vorgenommen werden mittels der $\lambda/4$-Anpaßleitung (Stichleitung), des T-Glieds usw. Die Industrie liefert Dipole und Dipolanordnungen, die einen von 240 Ω abweichenden Wellenwiderstand haben, mit Wellenwiderstandstransformation auf 240 Ω. Für diese Antennen läßt sich dann als Energieübertrager die symmetrische 240-Ω-Bandleitung verwenden. Amateure benutzen häufig das unsymmetrische Koaxialkabel; es muß über ein Symmetrierglied angeschlossen werden.

Der Eingangswiderstand der UKW-Hörrundfunkempfänger ist heute ausschließlich auf 240 Ω genormt, so daß ohne weiteres die 240-Ω-Leitung angeschlossen werden kann. Die Anpassung an den Eingangswiderstand der Zwischenbasisstufe — er beträgt einige Kiloohm — wird mit einem HF-Transformator (Bild 15) vorgenommen. Primär-

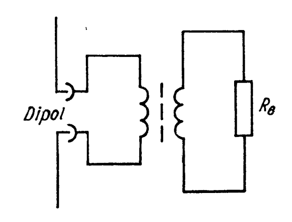


Bild 15 Prinzipschaltbild des Dipolantennen-Anpassungstransformators

und Sekundärspule sind mit Masse- oder Ferritkernen versehen, so daß ein bequemer Abgleich möglich ist. Das Übersetzungsverhältnis ü des Transformators wird nach der Gleichung

$$ü = \sqrt{\frac{R_e}{Z}}$$

ermittelt;

R_e = Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe, Z = Wellenwiderstand der Energieleitung.

Eine optimale Anpassung garantiert gute Empfindlichkeit, Fehlanpassung führt zu Verlusten; es können auch Verzerrungen hervorgerufen werden.

1.2. Die selbstschwingende Mischstufe

Während im ersten System der Doppeltriode die Verstärkung erfolgt, findet im zweiten eine Mischung statt, und zwar wendet man die additive Mischung an. Im gleichen Röhrensystem wird sowohl die Oszillatorspannung erzeugt als auch die Überlagerung (Mischung) vorgenommen. Der Oszillator arbeitet in der normalen Meißner-Schaltung. Als frequenzbestimmende Bauelemente wirken L_{16}, C_{41} und C_{42} sowie die Reihenschaltung C_{39} und C_{40}; die Mitkopplung

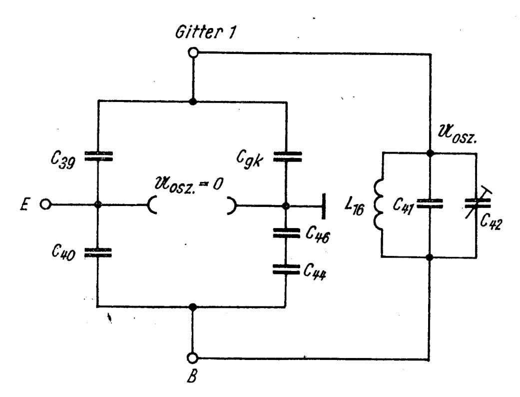


Bild 16 Prinzipschaltbild für die Brückenschaltung zur Verhinderung der Oszillator- und ZF-Abstrahlung

erfolgt über C_{43} und L_{17}. Ungewöhnlich ist die Ankopplung des Zwischenkreises L_{15}, C_{38} an den Oszillatorkreis am Punkt E. Man wählt dieses Verfahren, um einer Abstrahlung der Oszillatorfrequenz zu begegnen. Sowohl die am Mischröhrengitter anliegende Oszillatorspannung als auch die ZF-Spannung müssen vom Eingang des Tuners ferngehalten werden.

Klare Verhältnisse schafft in diesem Fall wiederum die Brückenschaltung (Bild 16). Die Brücke wird gebildet aus C_{39} und C_{40}, aus der Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} der Mischröhre sowie aus der Reihenschaltung von C_{44} und C_{46}. Da C_{46} nur unwesentlich C_{44} beeinflußt, kann C_{46} unberücksichtigt bleiben. Zwischen Steuergitter und Punkt B liegt die Oszillatorspannung. Bei genauer Abstimmung der Brücke wird die Spannung zwischen Punkt E und Masse gleich Null. Genähert gilt

$$\frac{C_{39}}{C_{40}} = \frac{C_{gk}}{C_{44}}.$$

Ein Nachteil der Triode ist der relativ niedrige Innenwiderstand R_i, wodurch der Anodenkreis, also in unserer Schaltung der erste ZF-Kreis L_{18}, C_{45}, bedämpft und damit die Verstärkung herabgesetzt wird. Auch für diesen Fall ist eine Brückenschaltung vorgesehen (Bild 17). Ein definierter Anteil der am ersten ZF-Kreis liegenden Spannung wird rückgekoppelt. Damit läßt sich eine Entdämpfung des Kreises erreichen; sie führt praktisch zu einer „künstlichen" Vergrößerung des Röhreninnenwiderstands. Als Brückenelemente

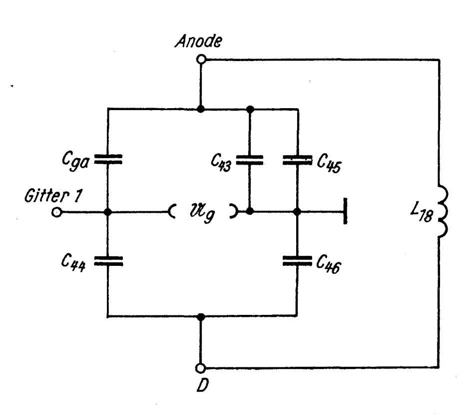


Bild 17
Prinzipschaltbild für die Brückenschaltung zur Entdämpfung der Zwischenfrequenz

wirken C_{44}, C_{46}, die Parallelschaltung von C_{43} und C_{45} — bei Vernachlässigung von L_{17} — und C_{ga} der Röhre. Diese Brücke wird nicht auf Null abgeglichen. Ein bestimmter Anteil der ZF-Ausgangsspannung liegt zwischen Gitter und Masse, so daß eine Entdämpfung erfolgt. Um den Grad der Entdämpfung genau einstellen zu können — hierbei muß eine Selbsterregung vermieden werden —, wird an Stelle eines Festkondensators zweckmäßig ein Trimmerkondensator verwendet.

1.3. Die UKW-Eingangsschaltung (am Stromlaufplan erklärt)

Der symmetrische Eingang des Empfängers ist für den Anschluß der symmetrischen 240-Ω-Bandleitung bestimmt. Zwischen beiden Anschlüssen ist eine $\lambda/4$-Stichleitung vorgesehen, die eine Abstrahlung der Oberwellen des Oszillators verhindert. Diese Oberwellen können in höherfrequenten Empfangsbereichen erhebliche Störungen verursachen, z. B. in bestimmten Kanälen des Fernsehrundfunks. In diesem Fall wird dem Bild ein Moiré überlagert. Die Spule L_{10} stellt eine Verbindung zum AM-Antennenanschluß her, so daß der Dipol gleichzeitig als behelfsmäßige Antenne für die AM-Bereiche verwendet werden kann. L_{10} ist eine Hochfrequenzdrossel; sie sperrt die UKW-Frequenzen, die jetzt nicht mehr an den Eingang der AM-Schaltung gelangen können. L_{11} und L_{12} bilden den in Abschnitt 1.1.2. beschriebenen abgestimmten HF-Anpassungstransformator mit Breitbandcharakteristik. Zum aperiodischen Eingangskreis gehören die sekundäre Transformatorwicklung L_{12} sowie die in Reihe geschalteten Kondensatoren C_{34} und C_{35}. C_{36} wirkt als Kopplungskondensator. Durch entsprechende Anzapfung am Spannungsteiler C_{34}, C_{35} wird einerseits der Eingangswiderstand der Zwischenbasisstufe bestimmt, andererseits bildet die Reihenschaltung der beiden Kondensatoren die erforderliche Schwingkreiskapazität. Gleichzeitig werden beide Kondensatoren in derNeutralisationsbrücke ausgenutzt; C_{37} ist der Neutralisationskondensator.

R_{22} arbeitet als Gitterableitwiderstand. Über diesen Widerstand kann, analog zum AM-Empfänger, die Regelspannung zugeführt werden.

Die Spule L_{13} ist eine Hochfrequenzdrossel. Sie schließt den Stromkreis für den Anodengleichstrom der Röhre. Bei dieser Schaltung darf die Katode nicht an Masse liegen!

Die verstärkte HF-Eingangsspannung wird dem Zwischenkreis L_{15}, C_{38} zugeführt. Zur Vermeidung von Störungen aus dem Dezimeterwellenbereich dient die Drossel L_{14}. Sie besteht aus einem 1/10-W-/100-Ω-Widerstand, auf dem einige Windungen Kupferlackdraht aufgebracht sind. Der Zwischenkreis wird mittels des Variometers L_{15} abgestimmt; der Trimmer C_{38} ist für Abgleichzwecke vorgesehen.

Mit dem Spulenvariometer erfolgt eine induktive Abstimmung, auch als Permeabilitäts-, L- oder Variometerabstimmung bezeichnet. Im Gegensatz zur kapazitiven Abstimmung, die mit Drehkondensatoren arbeitet, stellt man bei der Variometerabstimmung die Induktivitäten ein; die Schwingkreiskondensatoren werden lediglich abgeglichen.

Den schematischen Aufbau des UKW-Variometers zeigt Bild 18. Auf einem Hohlzylinder aus hochwertigem Isolierstoff, z. B. Polystyrol, ist eine Spule aus starkem, möglichst versilbertem Kupferdraht aufgebracht. In den Spulenkörper taucht ein zylindrischer Metallkern (Aluminium, Messing) ein, der, je nach Stellung, die Spuleninduktivität kontinuierlich verändert. Der Variometerkern ist mit dem Abstimmknopf des Empfängers und dem Skalenzeiger über einen Seilantrieb gekoppelt.

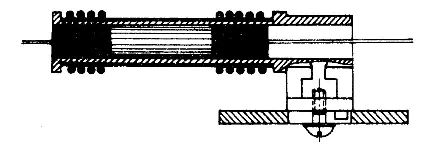


Bild 18 UKW-Spulenvariometer zur induktiven Abstimmung des Vorkreises und des Oszillators. Die Induktivität der beiden Spulen wird durch die jeweilige Kernstellung bestimmt

Die Anodengleichspannung für die Eingangsröhre wird über das Sieb- und Entkopplungsglied R_{23}, C_{57} zugeführt. Am Punkt E erfolgt die Einkopplung der Spannung der Eingangsfrequenz in den Oszillatorkreis. Die beiden Kondensatoren C_{39} und C_{40} gehen in die Schwingkreiskapazität ein. Darüber hinaus bilden sie gemeinsam mit C_{44}, C_{46} und C_{ga} der Mischröhre die zur Vermeidung der Abstrahlung von Oszillator- und Zwischenfrequenz vorgesehene Brückenschaltung. L_{16} ist das mechanisch mit dem Vorkreisvariometer gekoppelte Oszillatorvariometer.

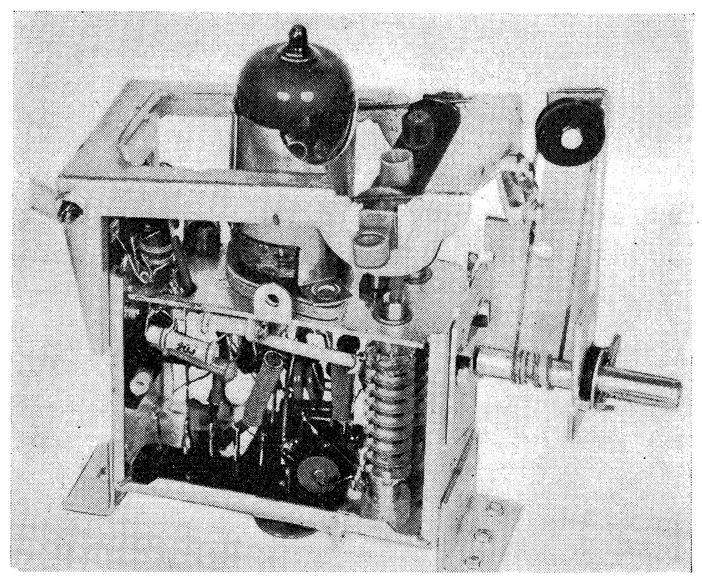


Bild 19 UKW-Tuner. Die Abschirmung ist teilweise entfernt

Bild 19 zeigt einen Tuner, wie er in den AM-/FM-Empfängern des VEB Stern-Radio Sonneberg verwendet wird. Unten rechts erkennt man die Anordnung der beiden Variometer (das Oszillatorvariometer ist größtenteils vom Vorkreisvariometer verdeckt). Die Kerne beider Spulen werden im Gleichlauf über eine Seilübertragung in vertikaler Richtung bewegt. C_{41} und C_{42} ergänzen die Schwingkreiskapazität C_{42} ist ein Trimmerkondensator für den Oszillatorabgleich.

Um eine optimale Frequenzkonstanz zu erzielen, ist eine Temperaturkompensation der Schwingkreiselemente erforderlich. Da die Induktivität einen positiven Temperaturbeiwert T_k hat, müssen die Kapazitäten einen gegenläufigen T_k aufweisen. Die Temperaturkompensation wird durch Parallel- und/oder Reihenschaltung von Kondensatoren mit negativem Temperaturkoeffizienten erzielt. Es kommen hauptsächlich die keramischen Kondensatoren Tempa X (dunkelgrün), Condensa (gelb bzw. dunkelblau) und die ebenfalls hochwertigen Kunstfoliekondensatoren in Betracht. Die Rückkopplung erfolgt über C_{43} und die Spule L_{17}, deren Wicklung auf dem Spulenkörper L_{16} aufgetragen ist.

Am Gitter der Mischstufe liegt sowohl die Eingangsfrequenz f_e als auch die Oszillatorfrequenz f_0. Aus der additiven Mischung beider Frequenzen geht — als Differenzfrequenz — die Zwischenfrequenz f_z (10,7 MHz) hervor. Sie entsteht an der Anode der Mischröhre (2.System der Doppeltriode) und liegt am Anodenkreis des ersten Zwischenfrequenzbandfilters L_{18}, C_{45}, C_{46}. Als weitere Schwingkreiskapazität wirkt die Ausgangskapazität der Röhre.

Vom Sekundärkreis dieses Bandfilters wird die Zwischenfrequenz über abgeschirmtes Hochfrequenzkabel dem Eingang des Zwischenfrequenzverstärkers zugeführt; dabei stellt diese Leitung die Schwingkreiskapazität dar. Sie wird von der Länge der Leitung und ihren elektrischen Daten bestimmt.

Die Anodenspannung erhält die Mischröhre über die HF-Drossel L_{25}, die eine hochfrequenzmäßige Entkopplung bewirkt, und über den Widerstand R_{25}.

Ebenfalls wird eine Verdrosselung und Verblockung der verdrillten Heizleitungen vorgenommen.

Der gedrängt aufgebaute Tuner (kürzeste Leitungsführung!) befindet sich in einem Aluminiumgehäuse, das auf dem Gerätechassis schwingungsfrei — gummigelagert — befestigt ist. Es muß eine einwandfreie Masseverbindung Tunergehäuse/Chassis bestehen. Beachtet man diese Hinweise nicht, so kann es zu akustischen Rückkopplungen kommen.

Für den 2-m-Amateurfunk hat die eingangs erwähnte *Kaskodeschaltung* große Bedeutung. Sie kann allerdings nur Amateuren empfohlen werden, die im Bau von UKW-Empfängern hinreichende Erfahrung besitzen. Für die Röhrenbestückung kommt in erster

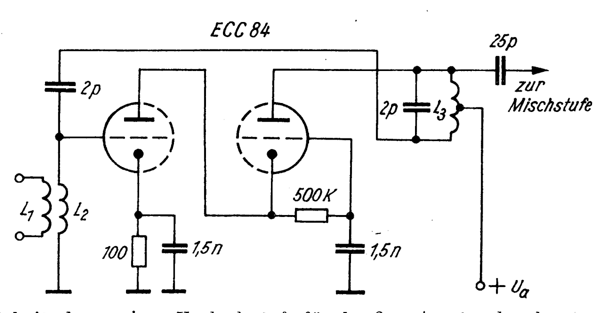


Bild 20 Schaltschema einer Kaskodestufe für das 2-m-Amateurband

Linie eine Doppeltriode (ECC 85, ECC 84) in Betracht. Das erste System wird in Katodenbasisschaltung, das zweite in Gitterbasisschaltung betrieben. Diese Schaltungskombination gibt der UKW-Eingangsschaltung die guten Verstärkungseigenschaften der Pentode und die günstigen Rauscheigenschaften der Triode. In der für Amateurzwecke gut geeigneten, relativ einfachen Schaltung (Bild 20) ist die Art der Neutralisation vom Anodenkreis des Gitterbasissystems zum Gitterkreis des Katodenbasissystems bemerkenswert.

Spulendaten

L_1 — 2 Wdg., 0,8-CuSS, 8 mm Durchmesser;
L_2 — 4 Wdg., 1,5-Cu versilbert; beide Wicklungen ineinander auf einen Spulenkörper gewickelt;
L_3 — wie L_2, angezapft bei 1,5 Wdg.

Der genaue Abgleich der Induktivitäten muß im fertiggestellten Gerät durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Windungen erfolgen.

An Stelle der in unserem Tuner verwendeten induktiven Abstimmung mittels Variometerspulen kann selbstverständlich auch die kapazitive Abstimmung treten. Bild 21 zeigt das Schema einer UKW-Eingangsstufe in Zwischenbasisschaltung mit kapazitiv abgestimmtem Anodenkreis. An den Abstimmkondensator werden allerdings For-

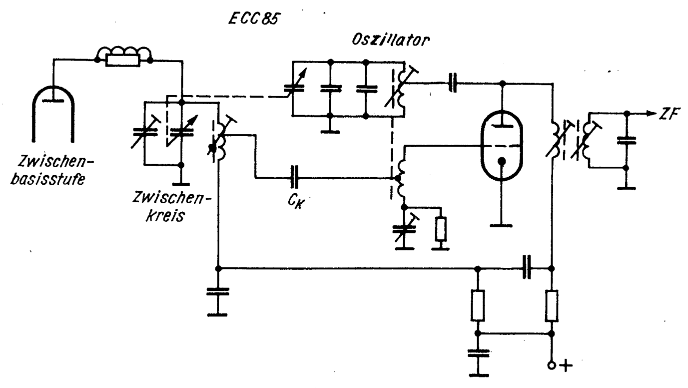


Bild 21 Teilschaltung zur kapazitiven Abstimmung im UKW-Eingangskreis

derungen gestellt, die der in AM-Geräten übliche unsymmetrische Drehkondensator nicht erfüllen kann. Für UKW-Schaltungen sind nur Doppelstator- (Split-Stator-) Drehkondensatoren brauchbar. Wie

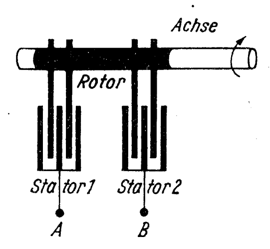


Bild 22
Doppelstator-Drehkondensator (schematisch)

die schematische Darstellung (Bild 22) erkennen läßt, weist der Kondensator zwei in einer Ebene angeordnete getrennte Statoren auf, in die die auf einer gemeinsamen Achse befestigten, elektrisch miteinander verbundenen Rotoren eingreifen. Im Gegensatz zum einfachen Drehkondensator liegen diese *nicht* an Masse. Diese Bauweise hat den Vorzug, daß keine Kontaktabnahme an beweglichen Achsen stattfindet. Beide Anschlüsse erfolgen an den Statoren. Bild 23 zeigt einen Zweigang-Doppelstator-Drehkondensator (Fabrikat Elektra-Schalkau).

1.4. Der Zwischenfrequenzverstärker

Der Zwischenfrequenzteil des FM-Empfängers erfüllt im Prinzip die gleiche Funktion wie der des AM-Empfängers. Es ergibt sich jedoch

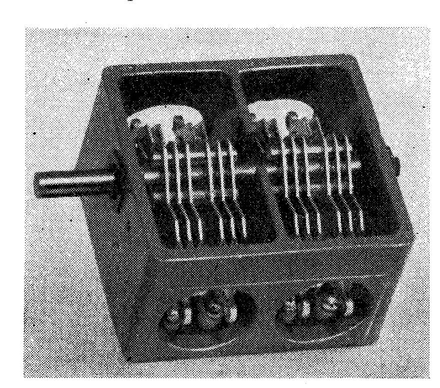


Bild 23
Zweigang-Doppelstator Drehkondensator (Elektra-Schalkau)

infolge der relativ hohen Zwischenfrequenz von 10,7 MHz ein größerer Aufwand, der eine rückwirkungsfreie und ausreichende Verstärkung erfordert. Das von der Mischstufe gelieferte frequenzmodulierte ZF-Signal muß in den folgenden Zwischenfrequenzstufen so weit verstärkt werden, daß sich der FM-Demodulator aussteuern läßt. Dazu ist eine ZF-Verstärkung von > 1000fach notwendig.

In unserer Schaltung des kombinierten AM-/FM-Empfängers werden als ZF-Verstärkerröhren benutzt:

1. Stufe: Heptodensystem der Röhre ECH 81;
2. Stufe: Pentodensystem der Röhre EBF 89.

Diese beiden Röhren arbeiten also sowohl bei AM als auch bei FM als Verstärker. Die modernen Röhren (Miniaturröhren, Novalröhren) bieten den Vorteil, daß sie für AM und FM gleich gut geeignet sind. Mit den älteren Röhren, auch den Stahlröhren (ECH 11, EBF 11), ist diese doppelte Ausnutzung nicht möglich. Eine weitere Besonderheit der ZF-Stufe des neuzeitlichen AM-/FM-Empfängers sind die kombinierten Bandfilter. Die Schwingkreise für AM und FM schaltet man in Reihe. Bild 24 zeigt das Schema. Anschluß 1 liegt an der Anode der vorhergehenden ZF-Röhre, über den Anschluß 3 wird die Anodenspannung zugeführt. Anschluß 4 befindet sich am Gitter der nachfolgenden ZF-Röhre und Anschluß 6 an Masse bzw. an der Regelleitung. Die Anschlüsse 2 und 5 sind dann erforderlich, wenn Filter umgeschaltet werden sollen. Meistens kann man auf eine Umschaltung verzichten, da die Frequenzen 455 kHz und 10,7 MHz sehr weit auseinander liegen. Mitunter verwendet man aber an einer Stelle der Anordnung eine Umschaltung, wie sie zum Beispiel Bild 25

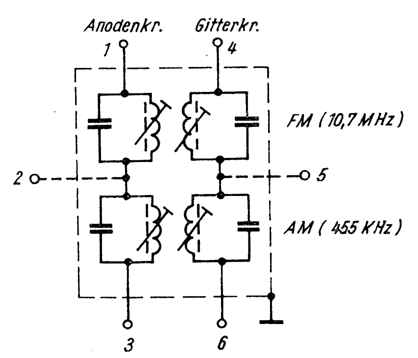


Bild 24
Anschlußschema des AM-/FM-Bandfilters

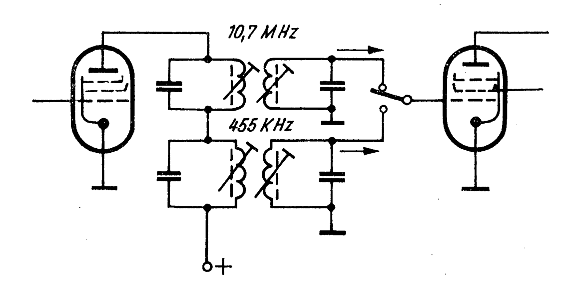


Bild 25 Schaltbild eines AM-/FM-Bandfilters mit umschaltbarem Gitterkreis

zeigt. Diese Maßnahme bietet eine optimale Sicherheit dafür, daß bei AM-Empfang die 10,7-MHz-Frequenz (28-m-Welle) nicht in den ZF-Verstärker eindringt. Der schematische Aufbau eines kombinierten AM-/FM-Bandfilters ist in Bild 26 gezeigt.

Die FM-Zwischenfrequenzbandfilter gehören zu den kritischen Baueinheiten des UKW-Teils des Empfängers. So wird außer Rückwirkungsfreiheit und wirksamer Spiegelfrequenzselektion ein großer Durchlaßbereich gefordert (Bandbreite > 100 kHz). Diesen Durchlaßbereich erreicht man durch Kreisdämpfung, die sich mit relativ dünnem Kupferdraht für die Spulenwicklungen und verlustbehafteten Spulenkernen (Kerne für Lang- oder Mittelwellenspulen) erzielen

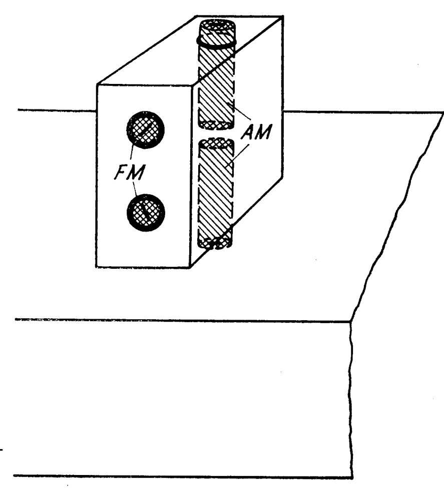


Bild 26

Der Aufbau eines AM-/FM-Bandfilters

läßt. Eine zusätzliche künstliche Kreisdämpfung kann man gegebenenfalls mittels eines parallelgeschalteten Widerstands erzeugen. Infolge der sehr kleinen Resonanzwiderstände dieser Bandfilter muß die ZF-Verstärkung in mehreren — mindestens zwei — Stufen vorgenommen werden.

Bei AM wirken jeweils die unteren der dargestellten Schwingkreise. Die oberen ZF-Kreise, die im FM-Betrieb arbeiten, liegen für die 455-kHz-Zwischenfrequenz außer Resonanz; sie wirken induktiv. Die kleine Induktivität beeinflußt nur unwesentlich den AM-Kreis.

Bei FM sind die oberen Kreise in Funktion, die unteren AM-Kreise wirken kapazitiv, d. h., über ihre relativ großen Kapazitäten liegen die FM-Kreise direkt an den Anschlußpunkten 3 bzw. 6 (Bild 24).

Über den grundsätzlichen Aufbau und die Wirkungsweise von Bandfiltern siehe Teil I, Abschnitt 3. (*Der junge Funker*, Band 8).

Die starke Schwingneigung (Selbsterregung), für die ZF-Stufen anfällig sind, erfordert eine Neutralisation zur Entkopplung der Zu-

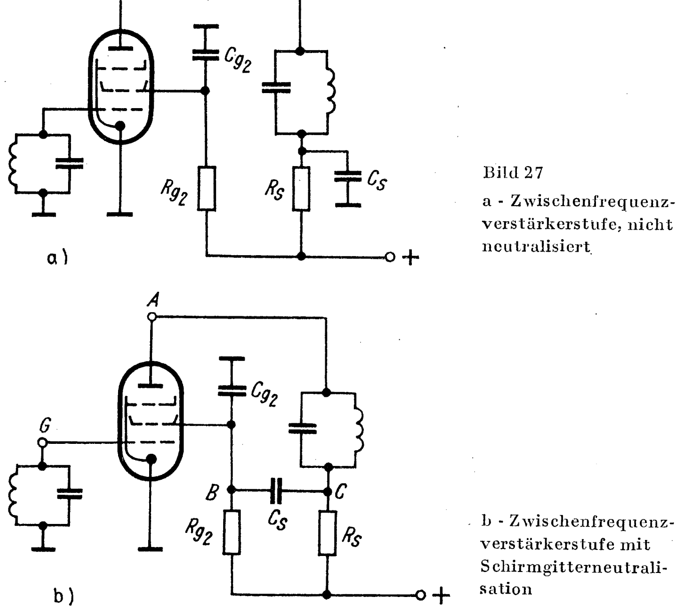


Bild 27

a - Zwischenfrequenzverstärkerstufe, nicht neutralisiert

b - Zwischenfrequenzverstärkerstufe mit Schirmgitterneutralisation

führungsleitungen. Man wendet zweckmäßig die Schirmgitterneutralisation an, die ohne zusätzlichen Aufwand an Bauelementen vorgenommen werden kann. Die neutralisierte Schaltung unterscheidet sich von der nicht neutralisierten nur durch die unterschiedliche Einschaltung des Kondensators C_S. Er liegt bei der neutralisierten Schaltung zwischen den Punkten B und C statt zwischen dem kalten Ende des Anodenkreises und Masse (Bild 27 a und b). Bei richtiger Dimensionierung von C_{g2} bewirkt diese Schaltungsänderung eine weitgehende Entkopplung von Ausgang und Eingang des ZF-Verstärkers.

Auch der Schirmgitterneutralisation liegt eine Brückenschaltung zugrunde (Bild 28). Folgende Bedingungen sind vorhanden: Zwischen A und B liegt der Anodenkreis des 2. Bandfilters; an ihm fällt die verstärkte ZF-Spannung ab. Das Ziel ist, eine Rückwirkung über die Gitter-Anoden-Kapazität der ZF-Röhre auf den Gitterkreis des 1. Bandfilters, der zwischen Gitter und Masse liegt, zu verhindern. Der Schirmgitterkondensator C_S hat die Aufgabe, das kalte Ende des Anodenkreises auf Schirmgitterpotential zu bringen. Die Größe von C_S ist unkritisch (etwa 5 nF).

Die Brücke wird gebildet von C_{ga}, von der Kapazität zwischen G_1 und $G_2 = C_{g1/g2}$ auf der einen Seite, von der Ausgangskapazität C_a der Röhre und C_{g2} auf der anderen Seite. Ist die Beziehung

$$\frac{C_{ga}}{C_{g1/g2}} = \frac{C_a}{C_{g2}}$$

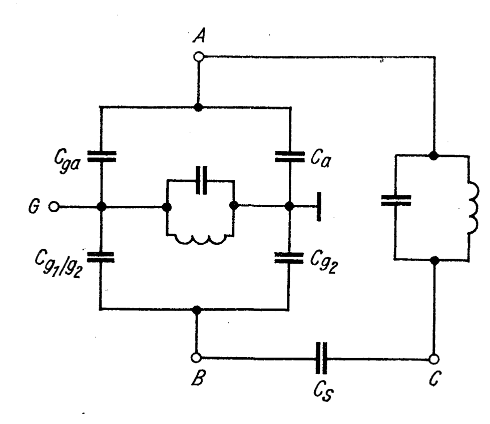


Bild 28
Brückenschaltung zur Erläuterung der Schirmgitterneutralisation

erfüllt, so wird die Rückwirkung des Ausgangs auf den Ausgang ZF-Stufe = 0. Hiermit ist eine optimale Neutralisation erzielt. Die Größe der Neutralisationskapazität wird wie folgt ermittelt:

Für die Röhre EBF 89 sind gegeben:

$$C_a \doteq 5{,}2 \text{ pF},$$
$$C_{ga} = 0{,}0025 \text{ pF};$$
$$C_{g1/g2} = 2{,}25 \text{ pF}.$$

Die Umstellung der Brückengleichung ergibt:

$$C_{g2} = \frac{C_a \cdot C_{g1/2}}{C_{ga}};$$

$$C_{g2} = \frac{5{,}2 \text{ pF} \cdot 2{,}25 \text{ pF}}{0{,}0025 \text{ pF}} = \frac{5{,}2 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}25 \cdot 10^{-12}}{2{,}5 \cdot 10^{-15}};$$

$$C_{g2} = 4{,}7 \cdot 10^{-9};$$

$$C_{g2} = 4{,}7 \text{ nF}.$$

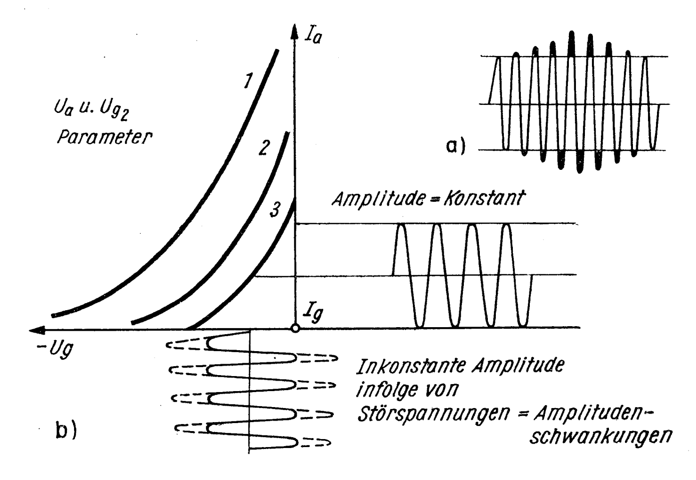


Bild 29 a - Frequenzmodulierte, durch Amplitudenmodulation beeinflußte Trägerwelle (schematisch), b - I_a/U_g-Kennlinie zur Veranschaulichung der Begrenzerwirkung. Amplitudenschwankungen werden durch Einengung des Aussteuerungsbereichs eliminiert

Ein Vergleich mit dem in der Stückliste angegebenen Wert zeigt die Übereinstimmung mit dem aus der Formel abgeleiteten Wert. Eine weitere Besonderheit des Zwischenfrequenzverstärkers des hochwertigen FM-Empfängers stellt der *Amplitudenbegrenzer* dar. Seine Aufgabe ist die Störbefreiung. Störungen jeder Art — atmosphärische, lokal-elektrische u. a. —, die über die Antenne oder das Lichtnetz in den Empfänger gelangen, rufen außer einer Frequenzmodulation eine Amplitudenmodulation hervor. Dem Einfluß der störenden Frequenzmodulation begegnet man durch einen großen Frequenzhub ($\pm$ 75 kHz). Die amplitudenmodulierten Störungen lassen sich beseitigen, indem die Störspitzen „abgeschnitten" werden (Bild 29). Das FM-Signal muß von Amplitudenschwankungen völlig frei sein, wenn man eine einwandfreie Demodulation erzielen will.

Für eine wirkungsvolle Begrenzung zieht man meist mehrere ZF-Verstärkerstufen heran. Die Betriebswerte der Verstärkerröhren — Anodenspannung und Schirmgitterspannung — werden so gewählt, daß der Aussteuerungsbereich erheblich eingeengt wird.

Mit dieser Maßnahme lassen sich sowohl die positiven als auch die negativen Amplitudenschwankungen beseitigen.

Das Schaltschema einer Begrenzerstufe zeigt das Bild 30. Die zu fordernden Betriebswerte werden von den Widerständen R_S und R_{g2} hergestellt. Ihre Widerstandswerte sind im Vergleich zur normalen Verstärkerstufe groß. Das bedeutet, daß Anoden- und Schirmgitterspannung relativ kleine Werte haben und demzufolge eine beträchtliche Einengung des Aussteuerungsbereichs hervorgerufen wird. Die R_g/C_g-Kombination bestimmt mit ihrer jeweiligen Zeitkonstan-

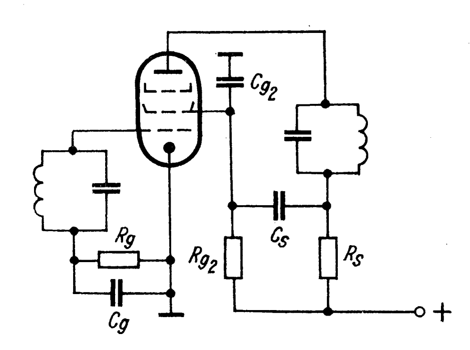


Bild 30
Schaltschema einer Begrenzerstufe

ten, inwieweit sehr kurzzeitige Störimpulse wirksam unterdrückt werden können. An R_g entsteht gleichzeitig die erforderliche Gittervorspannung.

Werden mehrere — eventuell sämtliche — ZF-Stufen zur Begrenzung herangezogen, so ist zu berücksichtigen, daß der Grad der Verstärkung wesentlich herabgesetzt wird. Diesem Umstand muß man beim Entwurf der Schaltung Rechnung tragen.

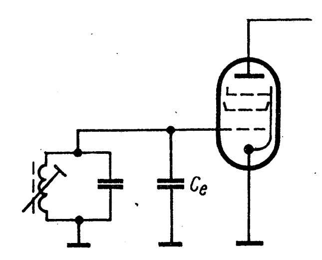


Bild 31 Der Einfluß der Eingangskapazität C_e auf den Gitterkreis der ZF-Verstärkerröhre

Eine Regelung der ZF-Verstärkerröhren ist für FM-Betrieb nicht vorgesehen. Es wird aber, ähnlich wie beim AM-Empfänger, bei der Demodulation eine Regelspannung erzeugt. Als von der Eingangsfeldstärke abhängige Gleichspannung dient sie lediglich zur Ansteuerung der Anzeigeröhre. Der Grund für den Verzicht auf eine ZF-Regelung ist, daß infolge der Änderung des Potentials zwischen Steuergitter und Katode eine Beeinflussung der Eingangskapazität der Röhre erfolgt. Die dabei auftretenden Kapazitätsänderungen haben die Größenordnung von einigen Picofarad. Da die Eingangskapazität einer ZF-Verstärkerröhre unmittelbar parallel zum Gitterkreis des Bandfilters liegt, wird durch deren Kapazitätsänderung die ZF-Durchlaßkurve verstimmt, wodurch Verzerrungen und Verstärkungsverluste auftreten. Wegen der niedrigen Schwingkreiskapazitäten der FM-Filter wirken sich Kapazitätsänderungen von einigen Picofarad sehr nachteilig aus (Bild 31).

1.5. Der Zwischenfrequenzverstärker (am Stromlaufplan erläutert)

Die frequenzmodulierte Zwischenfrequenz wird vom Ausgang des Tuners über die abgeschirmte Leitung zum Eingang des Heptodensystems der Röhre ECH 81 geleitet. Zur Umschaltung von AM- auf FM-Betrieb dient der Schalter mit den Kontakten 1, 2, 3. Am Kontakt 1

liegt die FM-Zwischenfrequenz, am Kontakt 3 die Eingangsfrequenz für die AM-Bereiche. Während bei Schließen der Kontakte 2 und 3 die Röhre ECH 81 als Mischröhre für AM arbeitet, nutzt man bei Schließen der Kontakte 1 und 2 als Zwischenfrequenzverstärker für 10,7 MHz aus. Gleichzeitig wird durch Schließen der Kontakte 4 und 5 das Gitter des AM-Oszillators kurzgeschlossen, um eine Beeinflussung der Verstärkung zu vermeiden. Mit den Schalterkontakten 7, 8 und 9 erfolgt die Umschaltung der Betriebsspannung. Sind die Kontakte 7 und 8 geschlossen, erhält der UKW-Tuner positive Spannung. Die Anode des Triodensystems der Röhre ECH 81 (AM-Oszillator) ist dann außer Funktion. Sind die Kontakte 8 und 9 geschlossen, arbeitet der Empfänger im AM-Betrieb.

Die Zwischenfrequenzspannung für 10,7 MHz gelangt also über die Kontakte 1 und 2 sowie den Kondensator C_{10}, der als Kopplungsglied dient, an das Steuergitter G_1 der Röhre ECH 81. In dieser Röhre — man kann sie bei FM als Pentode betrachten — wird die 10,7-MHz-Spannung verstärkt. Der in die Regelleitung geschaltete Kondensator C_{47} hat die Aufgabe, die Regelleitung zu entkoppeln, da bei dieser relativ hohen Frequenz leicht Selbsterregung in den ZF-Stufen entstehen kann.

Die verstärkte ZF-Spannung liegt am Anodenkreis des Bandfilters C_{49}, L_{20}. Die Plusspannung wird über den Widerstand R_6 dem kombinierten Filter zugeführt. Die Schirmgitterkombination R_3, C_{11} erfüllt die gleiche Aufgabe wie bei AM (s. Teil I, Abschnitt 3.). Vom Anodenkreis des Bandfilters wird die ZF-Spannung induktiv auf den Gitterkreis L_{21}, C_{50} übertragen. Das Glied R_{31}, C_{48} am Fußpunkt des Filters arbeitet einerseits als zusätzliches Sieb- und Entkopplungsglied, andererseits ist diese Kombination in bezug auf die Zeitkonstante der Amplitudenbegrenzung wirksam. Das Pentodensystem der Röhre EBF 89 arbeitet ebenso wie im AM-Betrieb als ZF-Verstärker; zusätzlich erfüllt es bei FM die Aufgabe der Amplitudenbegrenzung. Der Kondensator C_{22} dient zur Schirmgitterneutralisation. Am Anodenkreis des letzten FM-Filters liegt die in der Begrenzerstufe weiter verstärkte Spannung.

1.6. Die FM-Demodulatorstufe

Die für die Demodulation frequenzmodulierter Trägerschwingungen angewendeten Verfahren sind dadurch gekennzeichnet, daß die fre-

quenzmodulierten Schwingungen in amplitudenmodulierte umgewandelt und gleichgerichtet werden. Anordnungen, in denen ein hochfrequentes Signal von FM in AM umgesetzt wird, bezeichnet man als Diskriminatoren (Unterscheider).

Es sind zahlreiche FM-Demodulatorschaltungen bekannt; auf die wichtigsten wird im folgenden eingegangen.

1.6.1. Flankengleichrichter

Diese Einrichtung ist die einfachste Form des FM-Demodulators. Zur Umwandlung von Frequenzänderungen in Amplitudenänderungen dient ein verstimmter Schwingkreis. Wie das Diagramm (Bild 32) zeigt, erfolgt die Abstimmung des Kreises nicht auf die Spitze f_0, sondern auf den Arbeitspunkt A in der Mitte des als geradlinig zu betrachtenden Teiles der Flanke. Die unmodulierte Trägerwelle läßt am Schwingkreis die Spannung $\mathfrak{U}_T$ entstehen. Mit einsetzender Modulation treten dann die Frequenzänderungen um Δ f (Frequenzhub) auf. Diese bewirken Spannungsänderungen um Δ $\mathfrak{U}$. Die Demodulation erfolgt nun in üblicher Weise; aus dem hochfrequenten FM-Signal geht ein niederfrequentes AM-Signal hervor. Die Flankendemodulation läßt sich nur bedingt anwenden, da der Frequenzhub durch die ungenügende Linearität der Flanken der Resonanzkurve begrenzt wird. Für den Amateur ist dieses Verfahren jedoch interessant, da es sich gut für Schmalband-Frequenzmodulation eignet. Auch dem Bastler bietet die Schaltung gute Experimentiermöglichkeiten.

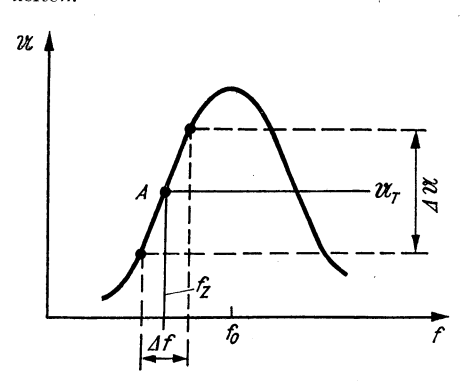


Bild 32
Modulationswandlung an der Flanke eines Schwingkreises (Flankengleichrichter)

In der modernen FM-Schaltungstechnik verwendet man Schaltungen, die die Nachteile der Flankendemodulation nicht aufweisen. Hochwertige Gleichrichteranordnungen sind die Diskriminatoren, von denen sich neben dem Phasendiskriminator nach *Riegger* in erster Linie der Ratiodetektor (Verhältnisgleichrichter) durchgesetzt hat.

Die Arbeitsweise dieser Schaltung wird an der *Riegger*-Schaltung erläutert. Der Ratiodetektor ist lediglich eine zweckmäßige Abwandlung des Phasendiskriminators.

1.6.2. Phasendiskriminator nach Riegger

Für die Modulationsumwandlung benutzt man das letzte Bandfilter. Wie das Schaltschema (Bild 33) zeigt, wird — wie das bei einem Bandfilter grundsätzlich der Fall ist — die Spannung des Primärkreises $\mathfrak{U}_1$ induktiv auf den Sekundärkreis gekoppelt. Diese Kopplung ist hier relativ lose. Auf der Sekundärseite entstehen dann infolge der Mittenanzapfung der Windung L_s die beiden gleich großen Spannungen $\frac{\mathfrak{U}_2}{2}$. Über die Mittenanzapfung koppelt man die Spannung $\mathfrak{U}_1$, die über die Kapazität C_k zugeführt wird, in den Sekundärkreis ein (feste Kopplung). Da mit lose gekoppelten Bandfiltern eine Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärspannung stattfindet, wird nun die Primärspannung im Sekundärkreis einerseits als

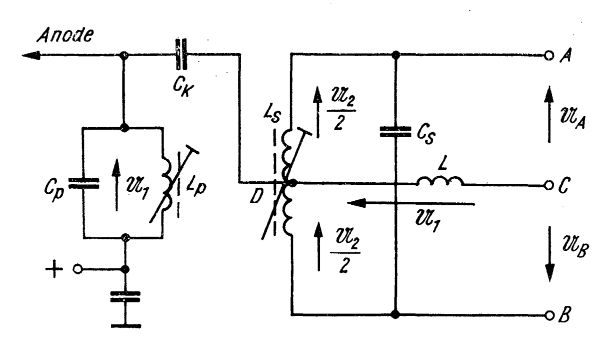


Bild 33 Modulationswandler mit kapazitiver Ankopplung

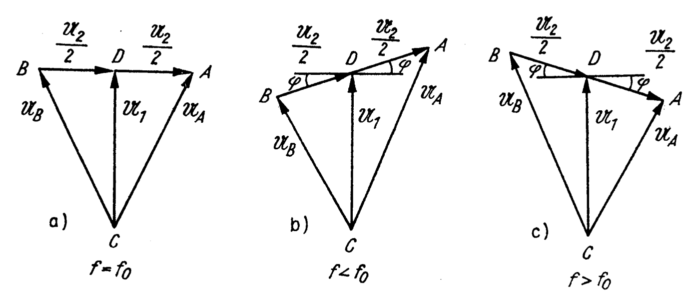


Bild 34 Die Wirkungsweise des Modulationswandlers

fest eingekoppelte Spannung $\mathfrak{U}_1$ und andererseits als die beiden lose eingekoppelten Spannungen $\frac{\mathfrak{U}_2}{2}$ wirksam. Vektoriell dargestellt stehen diese Spannungen senkrecht auf der Spannung $\mathfrak{U}_1$ (Bild 34a). Die Resultierende aus beiden Spannungskomplexen bildet $\mathfrak{U}_A$ bzw. $\mathfrak{U}_B$. Eine Phasenverschiebung von 90° zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\frac{\mathfrak{U}_2}{2}$ ist nur bei Resonanz vorhanden, wenn also Primär- und Sekundärkreis genau auf die Zwischenfrequenz (10,7 MHz) abgestimmt sind. Sobald durch die Modulation eine Frequenzänderung erfolgt — die Modulation pendelt mit einem definierten Frequenzhub —, dann ändert sich der Wert der Phasenverschiebung. Es entsteht der Winkel φ (Diagramm Bilder 34a, b). Die Änderung der Phasenbeziehungen zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\frac{\mathfrak{U}_2}{2}$ hat zur Folge, daß sich die Spannungswerte $\mathfrak{U}_A$ bzw. $\mathfrak{U}_B$

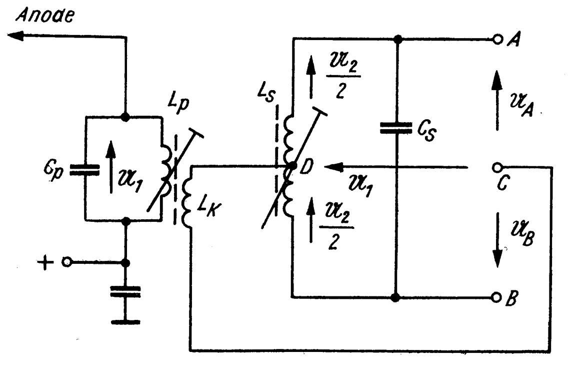


Bild 35 Modulationswandler mit induktiver Ankopplung

ebenfalls ändern, wie es das Diagramm zeigt. Zusammenfassend läßt sich feststellen: Wenn die Frequenzabweichung 0 ($f = f_0$), der Träger also nicht moduliert ist, sind die Vektorzeiger der Spannungen $\mathfrak{U}_A$ und $\mathfrak{U}_B$ gleich groß; es ergeben sich aber unterschiedliche Größen, sobald die Trägerfrequenz (ZF) moduliert wird. Das bedeutet, daß die Frequenzänderungen in analoge Spannungsänderungen umgewandelt worden sind; $\mathfrak{U}_A$ und $\mathfrak{U}_B$ ändern sich in Abhängigkeit von der Verstimmung. Die beiden unterschiedlichen Spannungen werden wie bei der AM-Demodulation gleichgerichtet. An Stelle der gezeigten kapazitiven Ankopplung über C_k ist auch eine induktive Ankopplung über die Spule L_k möglich (Bild 35). Um eine feste Kopplung zu erzielen, wird L_k unmittelbar auf L_p gewickelt; L_s trägt eine bifilare, mit einer Mittenanzapfung versehene Wicklung. Die induktive Ankopplung hat sich durchgesetzt; so weisen fast alle Industrieschaltungen diese Ankopplung auf. Während die beschriebene Anordnung auch für große Frequenzhübe eine gute Linearität aufweist, hat sie den Nachteil, daß jede Intensitätsschwankung des empfangenen Signals auch eine mehr oder weniger große Niederfrequenzspannung erzeugt, da diese auch von der absoluten Größe der Teilspannungen $\frac{\mathfrak{U}_1}{2}$ und $\frac{\mathfrak{U}_2}{2}$ abhängig ist. Soll die unerwünschte Abhängigkeit von der Amplitude des hochfrequenten Signals vermieden werden, so muß man eine oder mehrere Begrenzungsstufen vorschalten.

Im folgenden wird der *Vorgang der Gleichrichtung* der aus dem Modulationswandler hervorgegangenen Spannungen $\mathfrak{U}_A$ und $\mathfrak{U}_B$ erläutert. Diese Spannungen werden, wie aus Bild 36 ersichtlich ist,

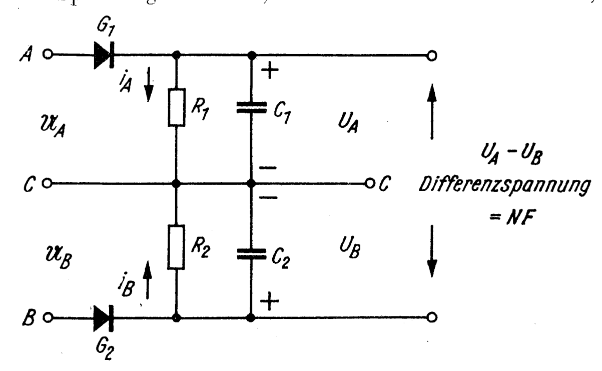


Bild 36 Erzeugung der Niederfrequenz im Phasendiskriminator

in symmetrisch zueinander angeordneten Diodengleichrichtern gleichgerichtet. An den gleich großen Arbeitswiderständen R_1 und R_2 entstehen zwei gegeneinander gerichtete Spannungen. Die Kapazitäten C_1 und C_2 (etwa 300 pF) wirken als Ladekondensatoren; gleichzeitig schließen sie Hochfrequenzreste kurz. Die Diodenströme i_A und i_B sind sich ebenfalls entgegengerichtet. Damit werden im unmodulierten Zustand beide Richtspannungen gleich groß und heben sich gegenseitig auf; die Differenzspannung $U_A - U_B$ ist Null. Sobald nun die Zwischenfrequenz moduliert wird, stellt sich eine von der Modulation abhängige Differenzspannung ein; diese steht als Niederfrequenz zur Verfügung.

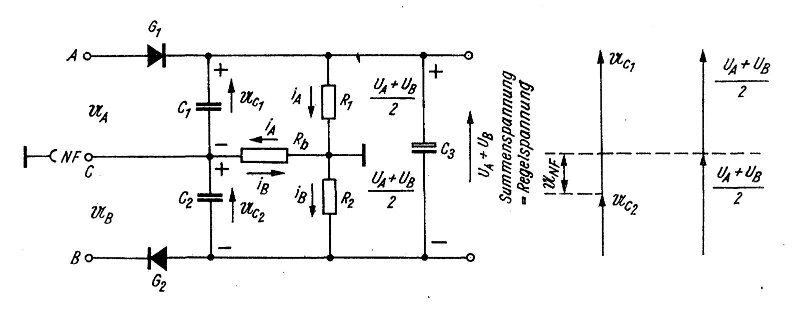


Bild 37 Erzeugung der Niederfrequenz im symmetrischen Ratiodetektor

1.6.3. *Verhältnisgleichrichter (Ratiodetektor)*

Dieser Diskriminator wird auf Grund seines relativ einfachen Aufbaus und seiner ausgezeichneten Wiedergabeeigenschaften in modernen industriellen AM-/FM-Hörrundfunkempfängern verwendet.

Von der vorher beschriebenen Diskriminatorschaltung unterscheidet sich der Ratiodetektor im wesentlichen dadurch, daß beide Dioden in Reihe geschaltet sind. Der Modulationswandler zeigt zu dem im Abschnitt 1.5.3. beschriebenen keine Unterschiede (s. auch Bild 35).

Wie aus Bild 37 hervorgeht, durchfließen die Diodenströme i_A und i_B die beiden Arbeitswiderstände R_1 und R_2 in *einer* Richtung. Somit entsteht keine Differenzspannung, sondern eine Summenspannung. Bei fehlender Modulation — in diesem Zustand ist $\mathfrak{U}_A = \mathfrak{U}_B$ —

wird die Niederfrequenzspannung = 0; denn die beiden Ladekondensatoren werden mit der gleichen Spannung aufgeladen ($\mathfrak{U}_{C1} = \mathfrak{U}_{C2}$).

Da die gleich großen Widerstände R_1 und R_2 die Summenrichtspannung U_A und U_B halbieren, ergibt sich zwischen dem Punkt C und Masse Nullpotential. Durch die Kapazität C_3 (Elektrolytkondensator, etwa 4 μF) wird die Summenspannung konstantgehalten. Niederfrequente Spannungsänderungen werden kurzgeschlossen. Somit entsteht an C_3 eine reine Gleichspannung, deren Größe von der Amplitude der ZF-Trägerspannung abhängt. Es ist deshalb möglich, die Summenspannung als Regelspannung auszunutzen. Sobald die Zwischenfrequenz moduliert wird, ergeben sich unterschiedliche Werte für die Spannungen $\mathfrak{U}_A$ und $\mathfrak{U}_B$ und damit unterschiedliche Aufladungen der Kondensatoren C_1 und C_2; die Spannungen $\mathfrak{U}_{C1}$ und $\mathfrak{U}_{C2}$ sind jetzt also verschieden groß. Zwischen dem Punkt C und Masse entsteht eine von der Modulation abhängige Spannung, die Niederfrequenz. Ihre Amplitude erreicht nur den halben Wert der Spannung der *Riegger*-Schaltung, was aber keinen Nachteil bedeutet.

Ein besonderer Vorzug der Ratiodetektorschaltung ist die selbsttätige Begrenzung. Wenn nicht sehr hohe Ansprüche an die Störfreiheit der Wiedergabe gestellt werden, erübrigt sich die Vorschaltung eines Begrenzers.

1.6.3.1. Automatische Amplitudenbegrenzung

Die automatische Begrenzung kommt durch unterschiedliche Belastung der Schwingkreise durch die Diodenstrecken bzw. deren Arbeitswiderstände zustande.

Bekanntlich ist die Diode (Diodenröhre, Halbleiterwiderstand) ein spannungsabhängiger Widerstand. Bild 38 gibt den Diodenwider-

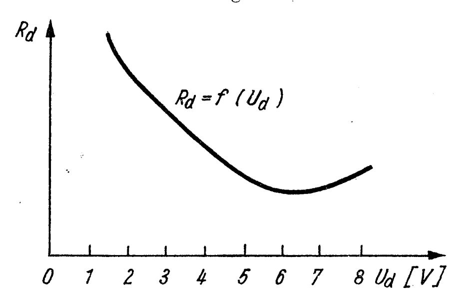


Bild 38
Die Abhängigkeit des Diodenwiderstands von der Aussteuerung

stand R_d als Funktion der Diodenspannung U_d [$R_d = f(U_d)$] wieder. Der Kurvenverlauf (vom letzten Teil abgesehen) zeigt, daß sich der Diodenwiderstand mit steigender Aussteuerung verkleinert. Wird nun die — an sich konstante — Amplitude der frequenzmodulierten Zwischenfrequenz durch Einflüsse (Störimpulse) zusätzlich moduliert, so erfolgt eine dem Charakter dieser Amplitudenmodulation entsprechende Vergrößerung der Trägeramplitude (s. Bild 29a). Diese Amplitudenvergrößerung bewirkt eine unmittelbare Verringerung des Innenwiderstands der beiden hintereinandergeschalteten Dioden. Da dieser Widerstand parallel zum Sekundärkreis des Ratiodetektorfilters liegt, wird dieser Kreis bedämpft. Damit erfolgt eine Kompensation der Amplitudenschwankungen. Den geeigneten Arbeitspunkt stellt man mit dem Kondensator C_3 ein, der die Dioden negativ vorspannt. Die Einstellung muß so geschehen, daß auch bei hoher Aussteuerung die Begrenzerwirkung erhaltenbleibt (Bild 37).

1.6.3.2. Rauschunterdrückung

Um das beim Durchstimmen störende Rauschen zwischen den Sendereinstellungen zu unterdrücken, werden spezielle Schaltungen angewendet. Eine gebräuchliche Schaltung zeigt Bild 39. Das Kennzeichen ist die dritte Diodenstrecke D_3, die ihre Vorspannung über einen 100-kΩ-Widerstand erhält. Die Diode wird dadurch niederohmig und leitend. Fällt kein UKW-Sender ein — dieser Zustand entspricht der minimalen Regelspannung —, so ist die Niederfrequenz

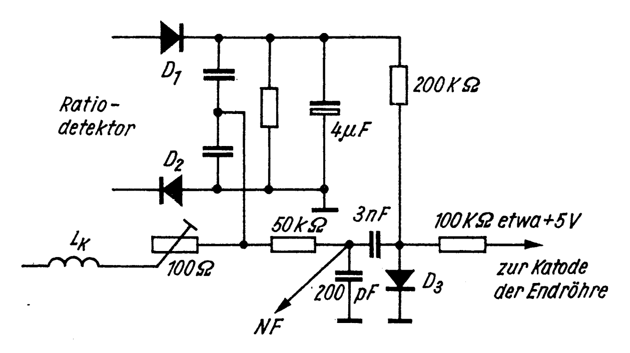


Bild 39 Schaltung zur Rauschunterdrückung zwischen den Stationen

in diesem Fall mit der Rauschspannung identisch, kurzgeschlossen. Stellt man auf einen Sender ein, dann kompensiert sich die positive Vorspannung durch die Regelspannung. Da die Diode nunmehr hochohmig ist, kann die Niederfrequenz (Nutzspannung) nicht kurzgeschlossen werden.

1.7. Die FM-Demodulatorstufe (am Stromlaufplan erläutert)

Der Aufbau des Ratiodetektors ist unsymmetrisch; er hat nur *einen* Arbeitswiderstand. L_{22}/C_{51} bilden den Primärkreis des Ratiofilters. Zur Einkopplung der Spannung $\mathfrak{U}_1$ in den Sekundärkreis L_{23}/C_{52} dient die Spule L_{24} (Bild 40). Seine Anschlüsse führen zu den Dioden D_1 und D_2, in denen die Demodulation erfolgt. C_{54} und C_{55} arbeiten als Ladekondensatoren, die sich den jeweiligen Modulationsspannungen entsprechend unterschiedlich aufladen. Zwischen Kondensatorenmittelpunkt und Masse steht die Niederfrequenzspannung zur Verfügung. Am Arbeitswiderstand R_{27} fällt die Summenspannung ab; sie wird durch den Kondensator C_{56} von niederfrequenten Spannungsschwankungen gesäubert. Eine negative Regelspannung, die man zur Aussteuerung der Anzeigeröhre EM 80 benutzt, wird an R_{26} erzeugt. Zur Symmetrierung der Schaltung dienen die Widerstände R_{28} und R_{29}. Die Dioden stimmen in ihrem Kennlinienverlauf meist nicht optimal überein, so daß eine Symmetrierung unvermeidbar ist.

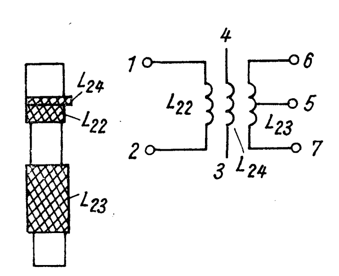


Bild 40 Aufbau eines Ratiofilters

Die Niederfrequenz führt man dem Niederfrequenzverstärker nicht unmittelbar zu, sondern über ein Deemphasis- oder Deakzentuierungsglied. Es wird aus dem Widerstand R_{30} und dem Kondensator C_{53} gebildet und hat die Aufgabe, die senderseitig bewußt angehobenen hohen Frequenzen zu beschneiden. Damit erzielt man eine bessere

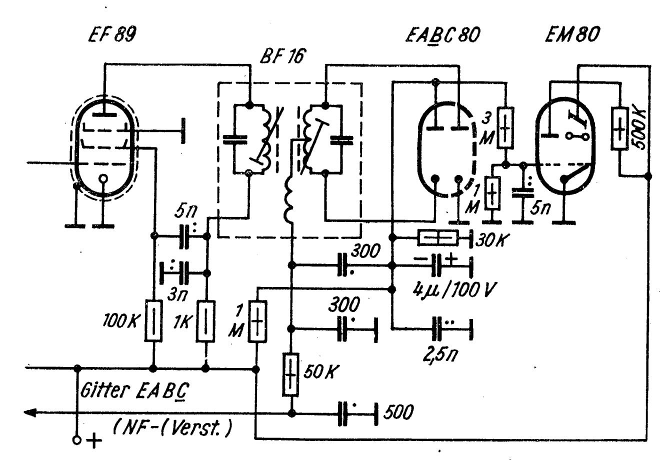


Bild 41 **Ratiodetektor mit der Röhre EABC 81**

Störfreiheit; denn die meisten Störungen liegen im Bereich der oberen Frequenzen des NF-Spektrums.

In der im Stromlaufplan dargestellten Ratiodetektorschaltung sind für die Demodulation Halbleitergleichrichter verwendet. Diese Schaltung läßt sich selbstverständlich mit Diodenröhren aufbauen.

Wird die Röhre EABC 80 benutzt (Bild 41), so kann das C-System (Triode) zur NF-Vorverstärkung herangezogen werden.

1.8. Einige Varianten von FM-Demodulatoren

Die im folgenden angegebenen Schaltungen eignen sich ebenfalls für „vollwertige" Empfänger. Obwohl sie in bezug auf Wirtschaftlichkeit mit dem Verhältnisgleichrichter kaum konkurrieren können, sind sie dennoch von Interesse.

1.8.1. Gegentaktdiskriminator

Das Schaltschema Bild 42 zeigt einen Gegentaktdiskriminator bei Verwendung einer Duodiode mit gemeinsamer Katode.

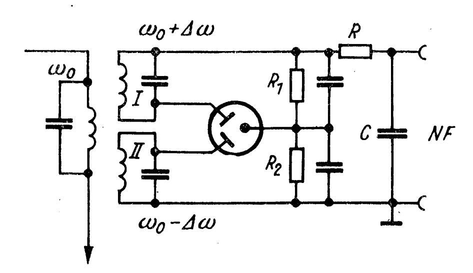


Bild 42
Gegentaktdiskriminator mit einer Duodiode

Die beiden Kreise I und II sind gegen die Trägerfrequenz gleich weit nach oben bzw. nach unten verstimmt. Bei unmoduliertem Träger sind demzufolge die Diodenströme durch R_1 und R_2 ($R_1 = R_2$) gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet. Am NF-Ausgang tritt keine Spannung auf. Ist der Träger frequenzmoduliert, so stellt sich am Diodenausgang eine in ihrer Größe wechselnde Spannung ein. Einwandfreie Demodulation bedingt eine so weite Verstimmung beider Kreise gegeneinander, daß sich die Resonanzkurven im Fußpunkt überschneiden (Bild 43a). Durch das Gegeneinanderschalten der Dioden und ihrer Arbeitswiderstände sind nach der Gleich-

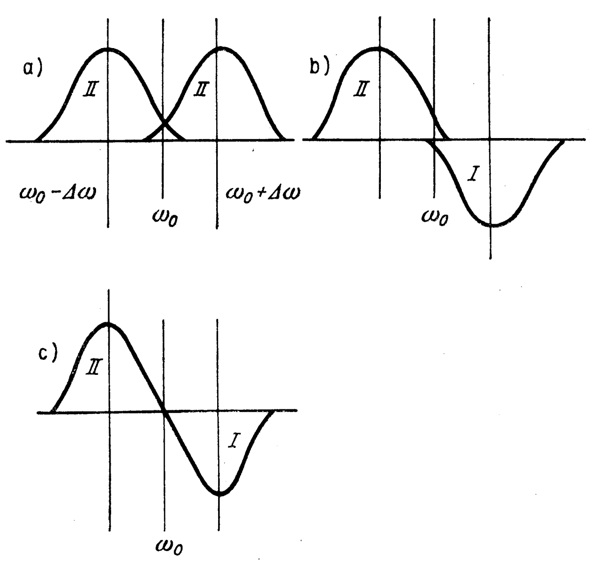


Bild 43 Kennlinien des Gegentaktdiskriminators

richtung die Ausgangsspannungen um 180° gegeneinander phasenverschoben (Bild 43b). Analog zum Tonfrequenzverstärker ergibt sich für die Spannung an den Arbeitswiderständen durch Subtraktion eine Arbeitskennlinie des Diskriminators nach Bild 43 c. Die gekrümmten Teile der Resonanzkurven sind linearisiert, und der Aussteuerungsbereich ist verdoppelt.

1.8.2. *Bradley-Oszillator*

Diese in den USA bekannte Schaltung (Bild 44) arbeitet nach dem Prinzip der Mitziehsynchronisierung. Den Oszillator synchronisiert eine ZF-Spannung, die hinreichend groß sein muß, um ihn beim höchsten Frequenzhub sicher mitzunehmen. „Eine Heptode wird zwischen dem 1. und dem 2. Gitter zum Schwingen gebracht und die ZF-Spannung dem 3. Gitter zugeführt, verstärkt (Kreis I) und zur Synchronisation der Oszillatorfrequenz in den Kreis II eingekoppelt. Bei der Resonanzfrequenz des Wandlers I/II sind die Wechselspannungen an den Gittern 1 und 3 um 90° phasenverschoben. Die Phasenverschiebung ändert sich mit der Frequenz der Eingangsspannung, und die Heptode arbeitet als multiplikativer FM-Demodulator“ (nach *W. Berndt*).

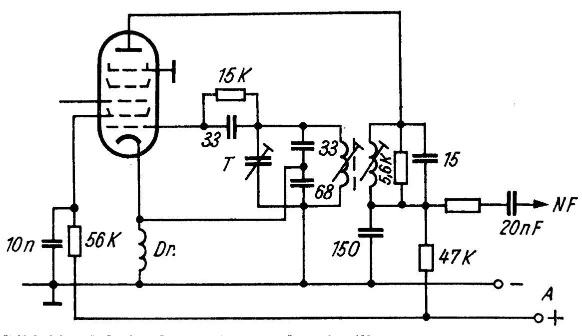


Bild 44 Schaltschema des *Bradley*-Oszillators

1.8.3. *Synchrodetektor*

Diese Schaltung (Bild 45) arbeitet ebenfalls mit einer von der ZF mitgezogenen Oszillatorstufe und mit einem angeschlossenem Dis-

kriminator oder Ratiodetektor. „Der Oszillator schwingt auf etwa 1/5 der ZF, also 2,14 MHz, und übernimmt dabei die Frequenzmodulation in der ZF, ohne von deren Amplitudenänderungen abhängig zu

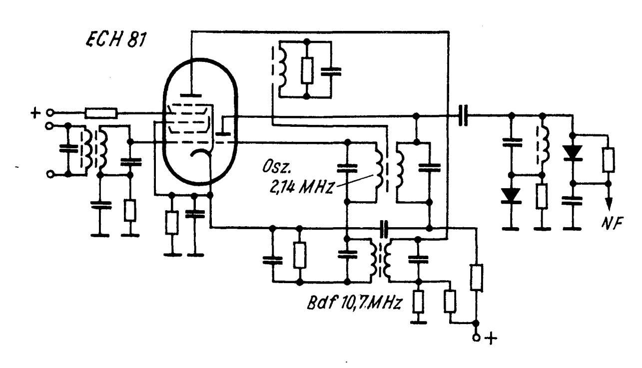


Bild 45 Schaltschema des Synchrodetektors

sein. Als Oszillatorröhre dient der Triodenteil einer ECH 81 in der *Meißner*-Schaltung. In Serie mit der Rückkopplungsspule am Gitter liegt die Sekundärwicklung des letzten ZF-Bandfilters. ZF- und Oszillatorspannung überlagern sich am Gitter, und durch die dabei entstehende additive Mischung aus der 4. und der 6. Oberwelle des Oszillators und der ZF als Differenzfrequenz bildet sich wieder die Oszillatorgrundwelle. Je nach der Abweichung der ZF von der Mittenfrequenz von 10,7 MHz hat die Differenzfrequenz eine Phasenabweichung gegenüber der Oszillatorgrundfrequenz, was einer Verstimmung des Oszillators gleichkommt. Auf diese Weise wird eine Synchronisierung auf 1/5 der ZF bewirkt, wobei gleichzeitig die Frequenzmodulation mit einem auf 1/5 herabgesetzten Hub übertragen wird. Mit der Oszillatorschaltung ist ein Stabilisierungskreis kritisch gekoppelt, der zu einer gleichmäßigen Synchronisierungsschwelle im Mitnahmebereich führt. Die Schaltung ergibt eine wirksame Amplitudenbegrenzung und führt damit zu einem sehr guten Signal/Rausch-Verhältnis. Das Einschalten des Synchrodetektors hat eine ausgezeichnete Trennschärfe zur Folge. Zur Festlegung des Mitnahmebereichs wird die vorgeschaltete ZF-Stufe als Begrenzer ausgeführt“ (nach *W. Sparbier*).

1.9. Abgleich und Messungen am AM-/FM-Empfänger

1.9.1. *Abgleich*

Es wird davon ausgegangen, daß der AM-Teil des Empfängers in der im Teil I, Abschnitt 10., beschriebenen Weise abgeglichen ist. Im folgenden soll daher nur der FM-Abgleich besprochen werden. Er beginnt grundsätzlich am ZF-Verstärker. Außer Abgleichwerkzeugen aus Isolierstoff (Vinidur, schlagfestem Polystyrol, Keramik) werden als Hilfsmittel ein FM-Meßgenerator und ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter benötigt.

Der Generator wird auf die Zwischenfrequenz (10,7 MHz) eingestellt und über einen Ankopplungskondensator von 5 nF an das Gitter G_1 der Röhre ECH 81 angeschlossen. Dabei ist zu beachten, daß die Masseverbindung des Generators mit dem abzugleichenden Gerät unmittelbar an dieser Röhre erfolgt. Als Indikator dient ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter; mit ihm wird die Regelspannung am Ratiodetektor gemessen (Bild 46). Diese Spannung ist ein Maß für die Größe der ZF-Amplitude bzw. des Eingangssignals.

Zum Abgleich des Ratiofilters wird zusätzlich ein Nullpunktinstrument benötigt. Das ist ein empfindliches Drehspulmeßwerk mit dem Nullpunkt in der Mitte. Es können somit negative und auch positive Spannungswerte angezeigt werden. Zweckmäßig ist ein Meßbereich 40— 0 —40 μA. Der Anschluß der beiden Instrumente (Röhrenvoltmeter, Nullpunktinstrument) wird nach Bild 46 vorgenommen.

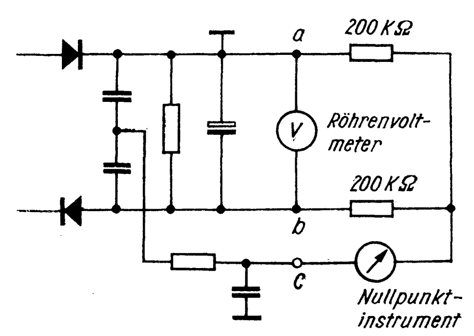


Bild 46 Schema einer Meßschaltung für die Regelspannungs- und die Nulldurchgangsmessung

Das parallel zum Elektrolytkondensator C_{56} des Ratiodetektors geschaltete Röhrenvoltmeter muß so gepolt sein, daß der Pluspol an Masse liegt. Da es sich bei der Stromlaufplanschaltung um einen unsymmetrischen Verhältnisgleichrichter handelt, ist eine Symmetrierung der Schaltung erforderlich. Dazu dienen die beiden 200-kΩ-Widerstände. Beim symmetrischen Ratiodetektor unterbleibt natürlich diese Maßnahme.

Mit dem Nullpunktinstrument wird praktisch die Brückenspannung des Ratiodetektors gemessen. Im Resonanzfalle ist die Spannung gleich Null. Weicht sie von der Resonanzfrequenz nach oben und nach unten ab, ergibt sich der in Bild 47 dargestellte Kurvenverlauf der Demodulationskennlinie. Die gleiche Kurve stellt sich ein, wenn — bei konstanter Zwischenfrequenz — der Sekundärkreis des Ratiofilters mittels des Kernes der Spule L_{23} durchgestimmt wird. Nun zum praktischen Abgleich! Der Meßgenerator wird auf 10,7 MHz eingeregelt. Es empfiehlt sich, die Frequenz mit 1000 Hz zu modulieren, damit eine gehörmäßige Kontrolle möglich ist. Man wählt einen Frequenzhub von 22,5 kHz. Der Abstimmvorgang wird damit eingeleitet, daß man den letzten Zwischenfrequenzkreis durch Herausdrehen des Kernes der Spule L_{23} verstimmt. Mit L_{22} bringt man dann den Primärkreis des Filters auf Resonanz. Das Resonanzmaximum wird am Röhrenvoltmeter angezeigt. Der Spannungsregler des Generators ist so einzuregeln, daß an seinem Ausgang eine Spannung zur

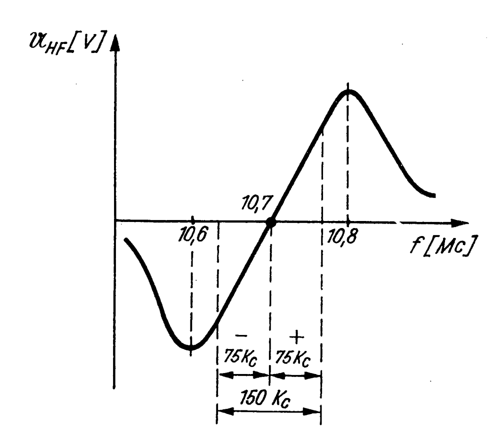


Bild 47 Demodulationskennlinie des Ratiodetektors (Frequenzhub ± 75 kHz)

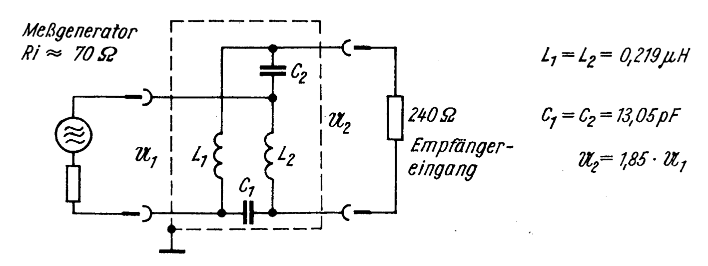


Bild 48 Schaltschema eines Antennenanpassungsglieds

Verfügung steht, die einer Regelspannung von 5 oder 6 V entspricht. Mit L_{23} stellt man nun den Nulldurchgang ein. Bei dieser Einstellung kann der Zeiger des Nullpunktinstruments wiederholt den Nullpunkt durchwandern, wenn der Spulenkern gedreht wird; es muß auf den empfindlichsten Nulldurchgang eingestellt werden.

Anschließend sind die Kreise des vorhergehenden Bandfilters mittels der Kernspulen L_{20} und L_{21} auf das Maximum der Regelspannung abzugleichen.

Nun wird der Meßgenerator über ein Antennenanpassungsglied (Bild 48) an den Dipoleingang des Empfängers angeschlossen, und es erfolgt der Abgleich des Tuner-ZF-Bandfilters durch L_{19} und L_{18} auf Regelspannungsmaximum.

Um einen optimalen Abgleich zu erzielen, wird sowohl der Nulldurchgang als auch das Regelspannungsmaximum — für alle Kreise — in der vorher angegebenen Reihenfolge nachgestimmt, sofern sich Abweichungen ergeben haben.

Für den ZF-Abgleich stellt man den Skalenzeiger des Empfängers auf 87 MHz ein; während des Abgleichvorgangs darf die Stellung des Zeigers nicht verändert werden.

Der Abgleich des Tuners geschieht nach den gleichen Gesichtspunkten wie der Abgleich des AM-ZF-Teils. Die Anschlüsse des Röhrenvoltmeters und des Meßgenerators — diesen schließt man über das Antennenanpassungsglied an — sind aus den Bildern 46 und 48 ersichtlich. Das Nullpunktinstrument wird abgetrennt. Das Antennenanpassungsglied hat die Aufgabe, die HF-Energie reflexionsfrei an den Empfängereingang anzupassen. Dabei wird eine Widerstandstransformation vom 70-Ω-Widerstand R_i des Generators auf den 240-Ω-

Widerstand des Empfängereingangs vorgenommen. Bei allen weiteren Messungen muß man beachten, daß $\mathfrak{U}_2 \approx 1{,}85 \cdot \mathfrak{U}_1$ ist (s. Bild 48). Der Abgleich des Tuners wird auf den Frequenzen 87 MHz und 100 MHz vorgenommen. Zunächst stimmt man den Oszillator mittels des Kondensators C_{42} bei f = 87 MHz und der Spule L_{16} bei f = 100 MHz ab. Auch in diesem Fall erfolgt der Abgleich auf das Maximum der Regelspannung. Die Spuleninduktivität (L_{16}) wird durch Biegen der Anschlußdrahtschlaufe verändert.

Durch C_{38} und L_{15} erfolgt in gleicher Weise der Abgleich des Zwischenkreises. Auch dieser wird auf Resonanzmaximum gebracht. Bei f = 94 MHz (Bandmitte) gleicht man den Vorkreis L_{11}, L_{12} auf Maximum ab. Es ist ratsam, den Abgleichvorgang zu wiederholen, damit gegenseitige Verstimmungen ausgeglichen werden und optimaler Gleichlauf erzielt wird.

1.9.2. Spezielle Messungen

Selbstverständlich muß man in den UKW-Stufen Messungen vornehmen, um sich davon überzeugen zu können, daß das Empfangsgerät auch die Leistung bringt, die von ihm gefordert wird. Die Messungen beziehen sich auf die Bandbreite, die Trennschärfe und einige weitere Parameter sowie auf die Empfindlichkeit, deren Meßwerte es gestatten, die Verstärkereigenschaften des FM-Kanals zu beurteilen.

Während sich die Meßverfahren für die Bestimmung der Bandbreite und der Selektion prinzipiell nicht von den bei AM gebräuchlichen unterscheiden, ergeben sich bei der Bestimmung der ZF- und Eingangsempfindlichkeit spezielle Methoden. Hinsichtlich der Trennschärfemessungen ist eine Verstimmung von ± 300 kHz vorgesehen (bei AM beträgt sie 9 kHz).

Die Messung der ZF-Empfindlichkeit erfolgt allgemein unmittelbar nach dem sehr sorgfältig durchgeführten ZF-Abgleich. Der auf 10,7 MHz eingestellte frequenzmodulierte Generator (Frequenzhub 22,5 kHz) wird über einen Kondensator von 5 nF an das Gitter G_1 der Röhre ECH 81 angekoppelt. Bei völlig zurückgeregeltem Generator (Ausgangsspannung = Null) kann am Gleichspannungsröhrenvoltmeter bereits eine Regelspannung festgestellt werden.

Diese ist die im Empfänger erzeugte Rauschspannung. Den gemessenen Spannungswert merkt man sich, da er für das endgültige Meßergebnis benötigt wird. Nun regelt man den Meßgenerator auf und steuert den Zwischenfrequenzverstärker soweit aus, bis sich die am Meßinstrument angezeigte Regelspannung um den Betrag von genau 1 V erhöht hat. Am Spannungsmesser des Generators wird dann der Wert der Ausgangsspannung abgelesen. Dieser in Mikrovolt (μV) ausgedrückte Spannungswert stellt den Meßwert für die Zwischenfrequenzempfindlichkeit bei einer Zunahme der Regelspannung um 1 V dar. Dieses Meßverfahren ist dadurch bedingt, daß im Bereich der höheren Frequenzen das Verhältnis Rauschspannung/Nutzspannung berücksichtigt werden muß. Die bei AM angewendete Methode, die Empfindlichkeitswerte auf eine Sprechleistung von 50 mW zu beziehen, läßt sich auf Grund relativ hohen Rauschanteils bei UKW nicht verwirklichen.

Die Anordnung des Meßkomplexes zur Bestimmung der UKW-Eingangsempfindlichkeit zeigt Bild 49. Der Meßvorgang ist folgender: Dem auf f = 94 MHz eingestellten Empfänger führt man über das Antennenanpassungsglied die 94-MHz-Meßspannung zu. Sie wird mit 1000 Hz moduliert (Frequenzhub 22,5 kHz). Am Empfängerausgang (Lautsprecherbuchsen) schließt man ein NF-Röhrenvoltmeter oder ein sonstiges für NF-Messungen geeignetes Meßinstrument über ein Geräuschfilter an. Dieses Filter bewirkt eine Linearisierung des Frequenzgangs. Zur Messung der Regelspannung dient ein Gleichstromröhrenvoltmeter. Die Klangregler des Empfangsgeräts werden auf maximalen Frequenzumfang eingeregelt. Mit dem Lautstärkeregler stellt man die Lautstärke so ein, daß die maximale Ausgangsleistung erreicht wird. Der Niederfrequenzverstärker darf keinesfalls übersteuert werden. Als Hilfsmittel zur genauen Bestimmung der Empfindlichkeit dient ein Kurvenblatt mit doppelt logarithmischer Teilung. Auf der Abszisse trägt man die Eingangsspannung in μV und auf der

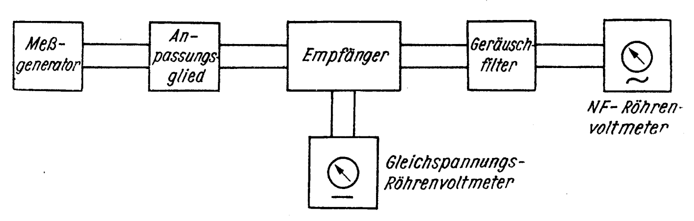


Bild 49 Schema einer Meßschaltung für FM-Empfindlichkeitsmessungen

Ordinate die Werte für die Ausgangsspannung des Empfängers auf (Bild 50).

Zu Beginn der Messung ist der Spannungsregler am Meßgenerator auf Null eingestellt. Nun wird auf etwa 1 μV frequenzmodulierte Eingangsspannung eingeregelt, die entsprechende Ausgangsspannung abgelesen und auf das Kurvenblatt aufgetragen. Jetzt schaltet man die Modulation ab, so daß am Ausgang nur die Geräuschspannung anliegt. Ihr Spannungswert wird vorgemerkt. Diesen Vorgang wiederholt man für eine größere Zahl von Eingangsspannungen bis etwa 10 mV, so daß zwei Kurven entstehen. Die obere Kurve stellt das Nutzsignal, die untere die Geräuschspannung dar. Die Empfindlichkeit wird bei einem Signal/Geräusch-Verhältnis von 30 dB gemessen. Das Dezibel (dB) ist der zehnte Teil des gewöhnlichen Logarithmus eines Leistungsverhältnisses:

$$x = 10 \lg P_1/P_2.$$

Einem Leistungsverhältnis 100 : 1 entspricht also 20 dB.
Für die Spannungswerte ergibt sich daraus:

$$x = 10 \lg U_1^2/U_2^2 = 20 \lg U_1/U_2;$$

x in dB.

30 dB entsprechen somit einem Spannungsverhältnis von etwa 30 : 1, d. h., die Spannung des Nutzsignals ist 30mal so groß wie die Geräuschspannung.

Wird die Ordinate des Diagramms in dB geeicht (Bild 50), so läßt sich auf einfache Weise der Wert der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_{eHF}$ er-

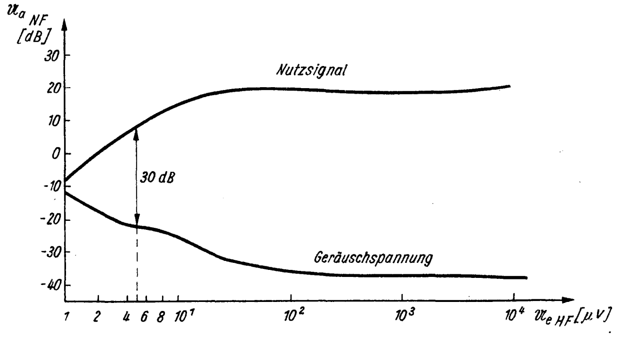


Bild 50 Diagramm zur Bestimmung der FM-Eingangsempfindlichkeit unter Berücksichtigung des Geräuschabstands

mitteln, bei dem der Geräuschabstand von 30 dB vorhanden ist. In der Praxis kann man darauf verzichten, den gesamten Kurvenverlauf aufzunehmen. Es reicht aus, wenn man den Geräuschabstand im Bereich der zu erwartenden Empfindlichkeit mißt.

Nach dem angegebenen Diagramm würde man eine Eingangsempfindlichkeit von etwa 5 μV bei 30 dB Signal/Geräusch-Abstand messen.

1.9.3. Standardmeßwerte im UKW-Bereich

ZF-Empfindlichkeit, gemessen am Gitter G_1 der Röhre ECH 81 bei 1 V Regelspannungszunahme	etwa 800 μV
ZF-Bandbreite	etwa 120 kHz
ZF-Trennschärfe ($\pm$300 kHZ)	etwa 26 dB = 1 : 20
Eingangsempfindlichkeit bei 94 MHz, gemessen bei 30 dB Geräuschabstand	etwa 4 μV
FM-Selektion	etwa 40 dB = 1 : 100

2. Empfängerschaltungen mit Transistoren

Bei der Behandlung der Funkempfangstechnik muß auch der Bedeutung des Transistors in Empfängerschaltungen Rechnung getragen werden.

In der Mehrzahl der besprochenen Schaltungen und Schaltungsvarianten für Röhrenempfänger läßt sich als Verstärkerelement auch der Transistor verwenden. Am Beispiel eines AM-Kleinstsupers werden im folgenden Aufbau und Wirkungsweise einer Transistorschaltung erläutert. Die eingehende Besprechung des Stromlaufplans und einiger Teilschaltungen bietet darüber hinaus Gelegenheit, das „Lesen" einer transistorisierten Schaltung zu erlernen. Zuvor ist es zweckmäßig, das Grundsätzliche über das Bauelement „Transistor" zu erörtern und einige Vergleiche mit der Elektronenröhre anzustellen.

2.1. Vergleich zwischen Elektronenröhre und Transistor, über Grundschaltungen und Kenndaten

Beide Schaltelemente sind „aktive" Bauelemente, die im Funkempfänger gleiche Aufgaben zu erfüllen haben; sie dienen zur Verstärkung oder zur Schwingungserzeugung. Gegenüber der Elektronenröhre weist der Transistor Vor- und Nachteile auf.

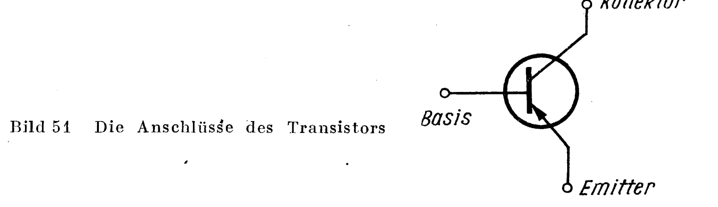


Bild 51 Die Anschlüsse des Transistors

In nicht allen Fällen kann er gegenwärtig die Röhren ersetzen; andererseits lassen sich mit ihm Schaltungen aufbauen, die mit Elek-

tronenröhren nicht zu verwirklichen sind. Der wesentliche Unterschied zwischen beiden Bauelementen besteht in der Schalttechnik.

Bei den z. Z. handelsüblichen Typen hat der Transistor normalerweise drei Anschlüsse, von denen einer für den steuernden und den gesteuerten Stromkreis gemeinsam ist. Je nachdem, ob dies der Emitter-, Basis- oder Kollektoranschluß ist (Bild 51), wird zwischen Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung unterschieden. Formal sind vergleichbar:

Transistor		Elektronenröhre
Emitter	$\triangleq$	Katode
Basis	$\triangleq$	Steuergitter
Kollektor	$\triangleq$	Anode

Die äußerliche Übereinstimmung der in Bild 52 verglichenen Grundschaltungen darf nicht darüber hinwegtäuschen, daß im elektrischen Verhalten sehr wesentliche Unterschiede bestehen. Während bei der Röhre die Aussteuerung des Gitters auf Grund des hochohmigen Röhreneingangswiderstands leistungslos erfolgt, wird beim Transistor eine bestimmte Leistung benötigt, da er nur einen geringen Eingangswiderstand aufweist. Ferner liegt der Ausgangswiderstand des Transistors niedriger als bei der Röhre. — Die *Emitterschaltung* ist die in der Empfängertechnik am häufigsten angewendete Schaltungsart. Die Emitterelektrode hat Erdpotential (Schaltungsnullpunkt); es wird der Basisstrom gesteuert. Der Eingangswiderstand liegt zwischen 200 Ω und einigen Kiloohm (bei Röhren bis zu einigen Megaohm; frequenzabhängig). Der Ausgangswiderstand beträgt etwa 50 kΩ. Mit der Schaltung läßt sich eine hohe Stromverstärkung (20 bis 100) und — trotz der geringen Spannungsverstärkung — eine gute Leistungsverstärkung erzielen.

Im Hinblick auf gute Übertragungs- und Verstärkereigenschaften ist eine optimale Leistungsanpassung ($R_i = R_a$) anzustreben. Zwischen Ausgang und Eingang weist die Schaltung, bei reellem R_a, eine Phasenverschiebung von 180° auf.

Die *Basisschaltung* wird durch einen sehr kleinen Eingangswiderstand (50 bis 200Ω) und einen großen Ausgangswiderstand (einige 100 kΩ) gekennzeichnet. Die Stromverstärkung ist < 1 (es findet also keine Stromverstärkung statt). Da aber der Ausgangswiderstand einen um ein Vielfaches größeren Wert aufweist als der Eingangswiderstand, kann in den Kollektorkreisausgang ein hochohmiger Wechselstromwiderstand geschaltet werden, an dem (nach dem

Ohmschen Gesetz) kleine Stromschwankungen große Spannungsänderungen hervorrufen. Infolge des kleinen Eingangswiderstands ergeben sich erhebliche Anpassungsschwierigkeiten.

Das Kennzeichen der *Kollektorschaltung* ist der der Emitterschaltung gegenüber höhere Eingangswiderstand (bis 500 kΩ) und der niedrigere Ausgangswiderstand (einige 100 Ω). Die Leistungsverstärkung ist geringer als bei der Emitterschaltung. Die Schaltung kann zur Widerstandstransformation (Impedanzwandlung) verwendet werden.

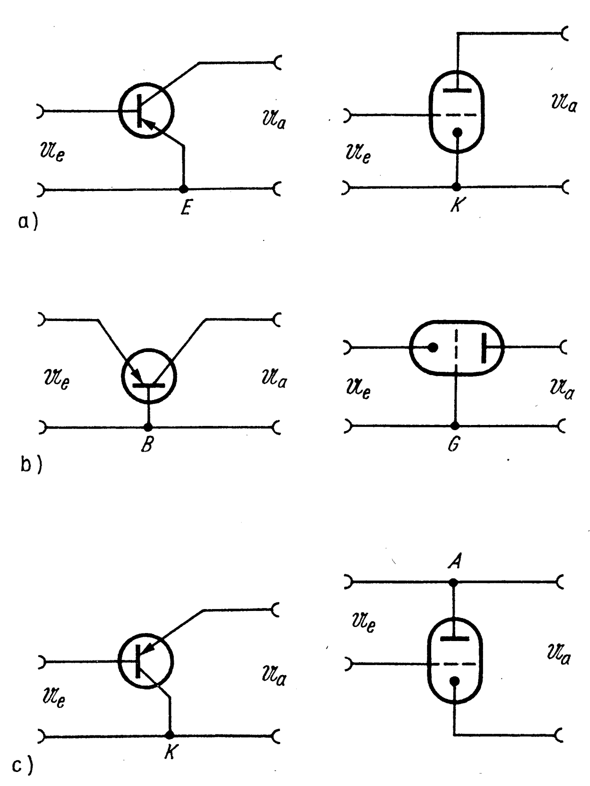


Bild 52 Die Transistor-Grundschaltungen und analoge Röhrenschaltungen;
a - Emitterschaltung/Katodenbasisschaltung,
b - Basisschaltung/Gitterbasisschaltung,
c - Kollektorschaltung/Anodenbasisschaltung

Nun einiges über die *Kenndaten* des Transistors!

Wie bei der Röhre, so hat auch der Transistor bestimmte Kennwerte (als Parameter bezeichnet), die über den Anwendungsbereich dieses Bauelements Aufschluß geben. Je nach Schaltungsart sind diese Parameter verschieden.

Untereinander können sie umgerechnet werden.

Wichtige Kennwerte für die Emitterschaltung sind:

— Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen, $u_2 = 0$)

$$h_{11e} = \frac{u_1}{i_1};$$

— Spannungsrückwirkung (Eingang offen, $i_1 = 0$)

$$h_{12e} = \frac{u_1}{u_2};$$

— Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen, $u_2 = 0$)

$$h_{21e} = \frac{i_2}{i_1};$$

— Ausgangsleitwert (Eingang offen, $i_1 = 0$)

$$h_{22e} = \frac{i_2}{u_2}.$$

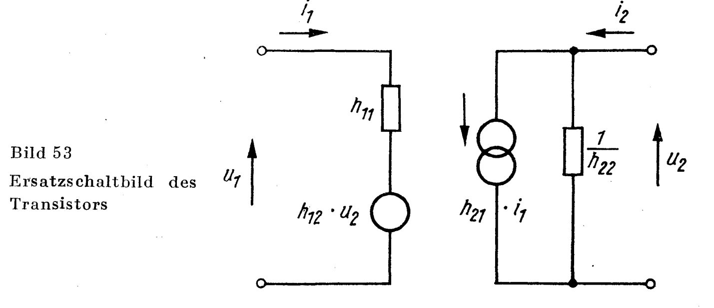


Bild 53
Ersatzschaltbild des Transistors

Wie aus dem Ersatzschaltbild (Bild 53)zu erkennen ist, werden sowohl am Eingang als auch am Ausgang Ströme und Spannungen berücksichtigt. Daraus läßt sich ableiten, daß man die Rückwirkung der Ausgangswerte auf die Eingangswerte beachten muß.

Kennwerte von Transistoren (Verlustleistung $<$ 100 mW) für die Grundschaltungen

Basisschaltung

h_{11b}	10 bis 80 Ω
h_{12b}	$2 \cdot 10^{-4}$ bis $30 \cdot 10^{-4}$
h_{21b}	$-0{,}95$ bis $-0{,}99$
h_{22b}	$0{,}5 \cdot 10^{-6}$ bis $2{,}5 \cdot 10^{-6}$ S $\left(\frac{1}{\Omega}\right)$

Emitterschaltung

h_{11e}	200 bis 8000 Ω
h_{12e}	$0{,}5 \cdot 10^{-4}$ bis $60 \cdot 10^{-4}$
h_{21e}	20 bis 100
h_{22e}	$100 \cdot 10^{-6}$ bis $50 \cdot 10^{-6}$ S $\left(\frac{1}{\Omega}\right)$

Kollektorschaltung

h_{11c}	200 bis 8000 Ω
h_{12c}	1
h_{21c}	20 bis 100
h_{22c}	$100 \cdot 10^{-6}$ bis $50 \cdot 100^{-6}$ S $\left(\frac{1}{\Omega}\right)$

Das Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung wird in Bild 54 gezeigt. Im 1. Ouadranten des Koordinatensystems ist die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Kollektorspannung bei konstantem Basistrom aufgetragen. Dieses Diagramm kann mit dem I_a/U_a—Kennlinienfeld der Röhre verglichen werden. Der 2. Quadrant veranschaulicht den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Eingangsstrom, also die Stromverstärkung. Im 3. Quadranten ist die Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung dargestellt. Der 4. Quadrant kennzeichnet die Rückwirkung der Ausgangsspannung auf die Eingangsspannung. Liegt im Kollektorkreis ein Arbeitswiderstand R_a, so kann im Kollektorkennlinienfeld (Quadrant 1), analog zum I_a/U_a-Röhrenkennlinienfeld, die Widerstandsgerade eingezeichnet werden (s. auch *Der praktische Funkamateur*, Band 46, *Funktechnische Bauelemente*, Teil III, S. 52). Die

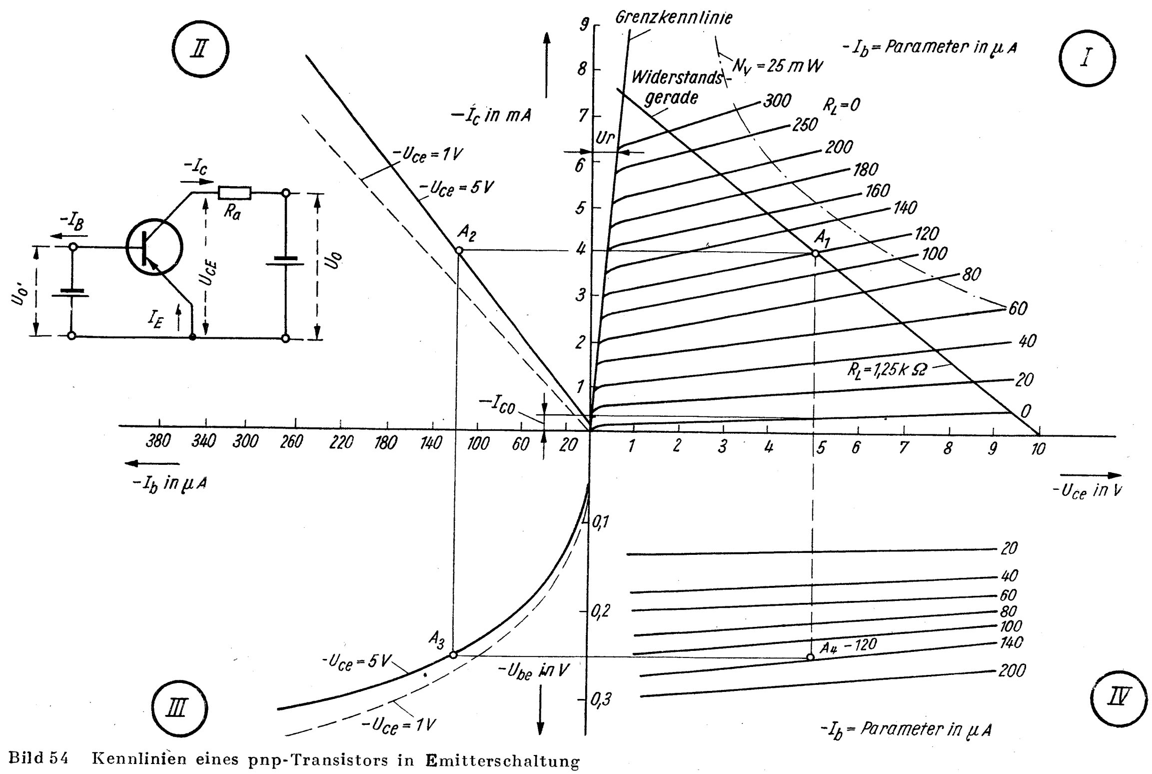


Bild 54 Kennlinien eines pnp-Transistors in Emitterschaltung

Kennwerte sind vom jeweiligen Arbeitspunkt A abhängig, der sich bei gegebenem Basisruhestrom einstellt. Wie sich aus den Pfeilrichtungen der Darstellung (Bild 54 a) ergibt, ist A in allen 4 Quadranten festgelegt. Während bei der Röhre das Temperaturverhalten allgemein nicht berücksichtigt wird, ist dies beim Transistor unerläßlich. Durch Temperaturänderungen während des Betriebs verlagert sich der Arbeitspunkt, so daß die Verstärkung sowie die Eingangs- und Ausgangswiderstände verändert werden. Beim Entwurf von Transistorschaltungen ist das unbedingt zu beachten.

Aus den dargestellten Kennlinienfeldern kann man viele für die Arbeitsweise des Transistors wichtige Daten entnehmen. Voraussetzung ist allerdings, daß die Frequenzen nicht zu hoch sind (NF-Bereich) und daß in dem für die Kennlinien geltenden Temperaturbereich gearbeitet wird.

2.2. Ein AM-Transistor-Kleinstsuper (am Stromlaufplan erläutert)

2.2.1. Stromversorgung

Zur Stromversorgung von Transistorempfängern dienen im allgemeinen Trockenbatterien, die eine Spannung von 6 V oder 9 V liefern. Mit den handelsüblichen Fabrikaten wird eine maximale Betriebsdauer von etwa 50 h erreicht. Selbstverständlich kann man auch ein netzbetriebenes Stromversorgungsaggregat verwenden; das empfiehlt sich jedenfalls aus wirtschaftlichen Gründen für größere, leistungsstarke Empfangsgeräte. Um Brummüberlagerung zu vermeiden, muß die gleichgerichtete Spannung gut gesiebt sein. Einige Typen moderner Industrieempfänger können sowohl aus der Batterie als auch aus dem Stromnetz gespeist werden; ein entsprechender Umschalter ist dann vorgesehen.

In dem im folgenden zu besprechenden „Stromlaufplan-Empfänger“ liefert eine handelsübliche 9-V-Batterie den Betriebsstrom. Sie ist polrichtig anzuschließen, um eine Zerstörung der Transistoren zu verhindern. Damit keine gegenseitige Beeinflussung der Verstärkerstufen über den Innenwiderstand der Batterie stattfindet, wird der Anschluß der Stromquelle mit dem Kondensator C_{25} überbrückt.

2.2.2. *Mischstufe*

In der Schaltung ist eine selbstschwingende Mischstufe mit additiver Mischung dargestellt. Der Eingangskreis wird von den Kondensatoren C_1, C_2, C_3 und der Spule L_1 gebildet. C_2 ist das Vorkreispaket des Zweigangdrehkondensators mit einer Endkapazität von etwa 200 pF (für den Klein- und Kleinstsuper bewährt sich der bekannte „Sternchen"-Drehkondensator). Mit dem Kondensator C_3 wird die Anfangskapazität eingestellt; gleichzeitig obliegt ihm die Temperaturkompensation des Kreises. Die Spule L_1 ist auf einen Ferritstab gewickelt; sie bildet die Schwingkreisinduktivität und zugleich eine Ferritantenne.

Diese Antenne besteht aus einem Ferritstab, auf dem eine oder mehrere Wicklungen aus isoliertem Kupferdraht aufgebracht sind. Als besondere Form der Peilantenne weist die Ferritantenne eine starke Richtwirkung auf. Es können demzufolge unter bestimmten Voraussetzungen störende Sender unterdrückt werden. Optimaler Empfang läßt sich erzielen, wenn der Stab quer zur Richtung des aufzunehmenden Senders liegt. In bezug auf die Auspeilung eines Störers ist der günstigste Fall dann gegeben, wenn der Störer mit dem Nutzsender (das ist der Sender, der empfangen werden soll) am Empfangsort einen Winkel von 90° bildet. Die Ferritantenne hat nur im Mittel- und Langwellenbereich einen ausreichenden Wirkungsgrad.

Das an dem Abgriff der Spule L_1 — etwa 1/10 der Windungszahl — abgenommene Eingangssignal wird über den Ankopplungskondensator C_4 der Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Mischtransistors T_1 zugeführt. Mit dem Abgriff erzielt man eine Anpassung des Resonanzwiderstands des Eingangskreises an den niederohmigen Eingang des Transistors. Die erforderliche Basisvorspannung steht am Spannungsteiler R_1, R_2 zur Verfügung. Zur Stabilisierung des Arbeitspunkts dient der Emitterwiderstand R_3. Der gleiche Transistor erzeugt in Basisschaltung die Oszillatorspannung. Es wird die bekannte Rückkopplungsschaltung nach *Meißner* angewendet. Da der untere Wicklungsteil von L_1 für die Oszillatorfrequenz hochfrequenzmäßig einen Kurzschluß darstellt, kann man die Basis als Bezugspunkt für den Oszillator betrachten. Die in der Kollektorleitung befindliche Rückkopplungsspule koppelt auf den aus L_2, C_6, C_7 und C_8 gebildeten Oszillatorkreis. C_7 ist das Oszillatorpaket des Zweigangdrehkondensators mit einer ungefähren Endkapazität von 90 pF. Mit dem Ab-

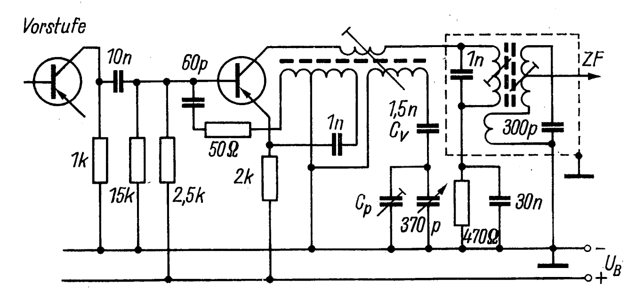


Bild 55 Selbstschwingende Mischstufe mit Oszillatorbrücke für Kurzwellen (nach Elektronisches Jahrbuch 1967, S. 128)

griff an der Spule L_2 läßt sich eine Anpassung des relativ hohen Resonanzwiderstands des Oszillatorkreises an den niederohmigen Eingangswiderstand der Basisschaltung über den Kondensator C_5 erreichen.

Die Zwischenfrequenz entsteht im Kollektorkreis C_9, L_4 (1. Zwischenfrequenzkreis). Für die im AM-Betrieb übliche Zwischenfrequenz bildet die Spule L_3 einen zu vernachlässigenden Widerstand.

Im folgenden wird auf einige *Varianten* eingegangen.

Bild 55 zeigt eine speziell für Kurzwellenempfang geeignete *selbstschwingende Mischstufe*. Die Schaltung ist wegen der „Oszillatorbrücke“ vorteilhaft, die infolge des geringen Abstands von Eingangs- und Oszillatorfrequenz eine gegenseitige Beeinflussung der beiden entsprechenden Schwingkreise ausschließt.

In den Bildern 56 a bis e sind *Oszillatorvarianten* aufgezeigt. Bild 56 a zeigt einen *Meißner-Oszillator* mit induktiver Rückkopplung in *Emitterschaltung*. Der Schwingkreis liegt kollektorseitig. Durch geeignete Wahl des Windungszahlenverhältnisses kann der Widerstand des Rückkopplungskreises und seine Anpassung an den Kollektorkreis leicht eingestellt werden.

Bild 56 b gibt einen *Meißner-Oszillator* mit induktiver Rückkopplung in *Basisschaltung* wieder. Infolge der relativ geringen Emitterimpedanz erhält die Rückkopplungsspule eine etwas größere Windungszahl.

Bild 56c stellt einen *Hartley-Oszillator* (Dreipunktschaltung mit induktiver Spannungsteilung) in Emitterschaltung dar. Die Rückkopplungsspannung wird über C_2 der Basis zugeführt. Der Abgriff

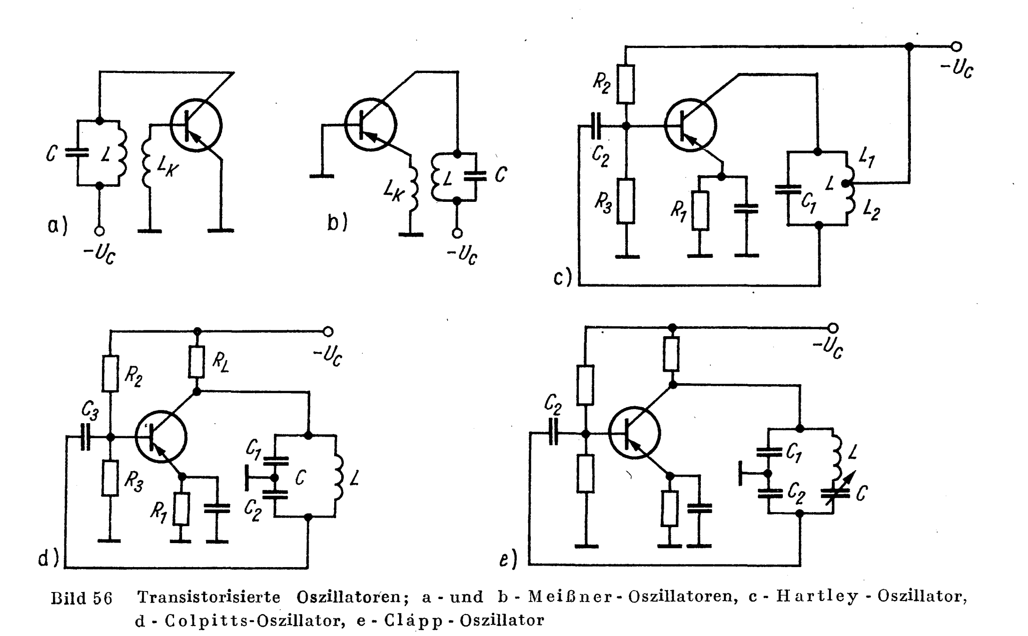


Bild 56 Transistorisierte Oszillatoren; a- und b- Meißner-Oszillatoren, c- Hartley-Oszillator, d- Colpitts-Oszillator, e- Clapp-Oszillator

an der Rückkopplungsspule L bestimmt das Rückkopplungsverhältnis. Zusammen mit dem Emitterwiderstand R_1 legt der Basisspannungsteiler R_2, R_3 den Arbeitspunkt fest.

Bild 56d zeigt einen *Colpitts-Oszillator* (Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung) in Emitterschaltung. Ein Teil des Schwingkreisstroms wird als Rückkopplung über C_3 der Basis zugeführt. Die Widerstände R_1, R_2, R_3 und R_L stellen den Arbeitspunkt ein.

Bild 56e gibt einen *Clapp-Oszillator* (Colpitts-Schaltung mit Serienschwingkreis) in Emitterschaltung wieder. Der frequenzbestimmende Schwingkreis besteht im wesentlichen aus der Reihenschaltung von L und C. Die Schaltung zeichnet sich durch große Frequenzkonstanz aus, so daß sie besonders für Kurzwelleneingangsstufen geeignet ist.

Eine der Mischstufe vorgeschaltete HF-Stufe bietet den Vorzug, daß eine Schwundregelung vorgesehen werden kann.

In Bild 57 ist eine geregelte *aperiodische Vorstufe* in Emitterschaltung dargestellt. Der Verstärker arbeitet mit der RC-Kopplung; hiermit wird ein Drehkondensator eingespart. Der Antennenkreis ist für den Anschluß einer normalen Antenne ausgelegt. Wegen des größeren Aufwands wird die Schaltung nur in Empfängern der oberen Preisklasse angewendet.

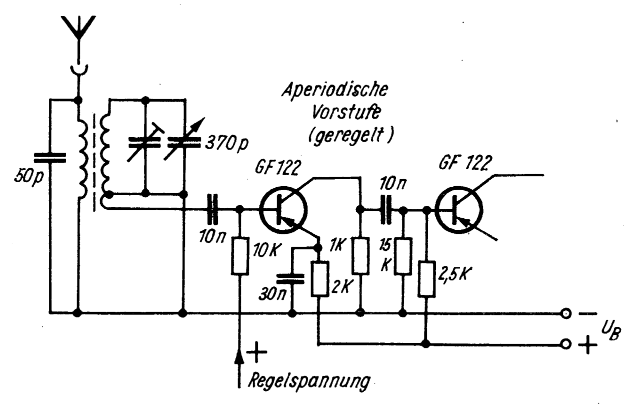


Bild 57 Aperiodische Vorstufe in Emitterschaltung (nach Elektronisches Jahrbuch 1967, S. 217)

2.2.3. *Zwischenfrequenzverstärker*

Infolge der mit Transistoren gegenüber der Röhre zu erzielenden geringeren Stufenverstärkung wird der Zwischenfrequenzverstärker in der Regel dreistufig aufgebaut. In diesem Falle sind also drei Bandfilter bzw. gekoppelte Einzelkreise erforderlich. Beim Transistorempfänger ergeben sich in bezug auf die Hintereinanderschaltung von mehreren Verstärkerstufen andere Verhältnisse als beim Röhrenempfänger, dessen Röhren leistungslos ausgesteuert werden, bei denen also Spannungsverstärkung das Wesentliche darstellt. Das Prinzip der Transistorschaltung ist die Leistungsübertragung. Die Verstärkerstufen müssen demzufolge leistungsmäßig angepaßt werden. Diese Anpassung läßt sich mit entsprechenden Transformationsgliedern erreichen. Dieses relativ einfache Verfahren wurde auch in diesem Falle (s. Stromlaufplan) angewendet.

Die am 1. Zwischenfrequenzschwingkreis L_4, C_9 anliegende Zwischenfrequenz wird induktiv auf die Sekundärwicklung L_5 übertragen. Diese Kopplungsspule ermöglicht die Leistungsanpassung zwischen dem Ausgang des Mischtransistors T_1 und dem Eingang des Zwischenfrequenzverstärkers mit dem Transistor T_2. Entscheidend für eine optimale Anpassung ist das Windungsverhältnis von L_5 zu L_4.

Als Selektionsmittel wirken in dieser einfachen Schaltung nullgekoppelte Einzelkreise. Es lassen sich auch in Transistorschaltungen zweikreisige Bandfilter verwenden; teilweise findet man beide Anordnungen in einer Schaltung vor. Die zur Einstellung des Arbeitspunkts erforderliche Basisvorspannung wird durch Spannungsteilung an den Widerständen R_4, R_{12} und R_{11} gewonnen. Über R_{12} erfolgt ferner die Einspeisung der Regelspannung. C_{11} schließt die Niederfrequenz kurz und dient gleichzeitig als Sieb- und Entkopplungsglied für die Regelspannung. Am Widerstand R_5 entsteht die Emitterspannung. Sie entspricht in der Röhrenschaltung der Katodenspannung und ist mitbestimmend für den Arbeitspunkt und die Stabilität der Schaltung. Über C_{13} wird die ZF abgeleitet.

Als Außenwiderstand des Transistors T_2 wirkt der Schwingkreis L_6, C_{12}. An ihm fällt die verstärkte ZF-Spannung ab. Die relativ große Rückwirkung vom Ausgang zum Eingang einer Transistorstufe erfordert eine *Neutralisation*, um Selbsterregung zu verhindern. Aus diesem Grunde wird die Kreisspule L_6 aufgeteilt und die Kollektorspannung über den Abgriff zugeführt. Hochfrequenzmäßig liegt

dieser an Masse. In den beiden Wicklungsteilen entstehen nun um 180° phasenverschobene Spannungen. Die Spannung im unteren Wicklungsteil wird dem Eingang (Basis des Transistors T_2) über die Neutralisationskapazität C_{10} zugeleitet. Damit erfolgt eine Kompensation der Rückwirkungsspannung. Es ist zweckmäßig, für den Neutralisationskondensator C_{10} einen Trimmer zu verwenden, damit eine optimale Einstellung gewährleistet ist. Eine völlige Neutralisation läßt sich aber kaum erreichen, weil die Rückwirkung keine konstante Größe darstellt, sondern von der jeweiligen Einstellung des Arbeitspunkts und der Streuung der Transistorkenndaten abhängt. Die in den Schaltbildern angegebenen Werte für die Neutralisationszweige sind nur Mittelwerte; bei moderneren Transistortypen ist eine Neutralisation in diesem Frequenzbereich nicht mehr notwendig.

In der folgenden Stufe wird die Basisvorspannung durch den Spannungsteiler R_7, R_8 eingestellt. C_{15} ist ein Entkopplungskondensator. Die übrigen Schaltelemente haben die gleichen Funktionen wie die entsprechenden Schaltelemente der vorausgegangenen ZF-Stufen.

2.2.3.1. Verstärkungsregelung

Der Transistor weist nicht die guten Regeleigenschaften der Regelröhre auf; daher ist der Wirkungsgrad der Regelung transistorisierter Stufen geringer als in Röhrenschaltungen. Analog zu diesen kann die Transistorstufe durch Verlagerung des Arbeitspunkts geregelt werden. Die Verstärkungsregelung geschieht entweder durch Beeinflussen des Emitterstroms oder durch Verändern der Kollektorspannung, und zwar wird durch eine Verminderung des Emitterstroms (und damit auch des Kollektorstroms) die Verstärkung herabgesetzt; oder die Verstärkung wird geringer, wenn die Kollektorspannung sinkt.

Zur Regelung benutzt man die Richtspannung der Demodulatordiode. Die Spannung wird gesiebt und zusammen mit dem Eingangssignal der Basis des ersten Zwischenfrequenztransistors zugeführt. Meistens regelt man nur die erste ZF-Stufe. Wenn jedoch eine HF-Vorstufe vorhanden ist, so muß auch diese geregelt werden.

Fällt ein stärkeres ZF-Signal ein, so entsteht am Widerstand R_{11} (s. Stromlaufplan) eine entsprechend größere Gleichspannung. Damit verringert sich die negative Basisvorspannung, und die Verstärkung geht zurück.

2.2.4. *Demodulatorstufe*

Diese Stufe weist keine Besonderheiten auf. Über die Ankopplungsspule L_9 wird eine Anpassung des Transistors T_3 an die Demodulatorschaltung vorgenommen. Die HF-Gleichrichtung erfolgt in der bekannten Diodenreihenschaltung mit der Germaniumdiode OA 625 oder der GA 100. Mit dem π-Glied C_{19}, R_{10}, C_{20} werden vorhandene Hochfrequenzreste beseitigt. Am Lautstärkeregler R_{11} fällt die Niederfrequenzspannung ab. Sie wird über den Kondensator C_{21} dem Niederfrequenzverstärker zugeleitet.

Mit Transistoren lassen sich auch *Geradeausschaltungen* aufbauen. Da in diesem Fall die NF-Verstärkung bis an die Rauschgrenze getrieben werden muß, ist ein mehrstufiger NF-Verstärker erforderlich. Dadurch vergrößert sich der Aufwand an Transistoren, und man wird zu den billigen L-Typen greifen, die vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) speziell für Amateur- und Lehrzwecke verbilligt abgegeben und in den betreffenden Fachgeschäften verkauft werden. Ein brauchbarer Demodulator ist das rückgekoppelte Transistoraudion, das sich auch für Kurzwellenempfang gut eignet, wenn man die Schwingkreisverluste möglichst niedrig hält. Bild 58 zeigt eine Emitterschaltung, für die sich sämtliche HF-Transistorentypen verwenden lassen.

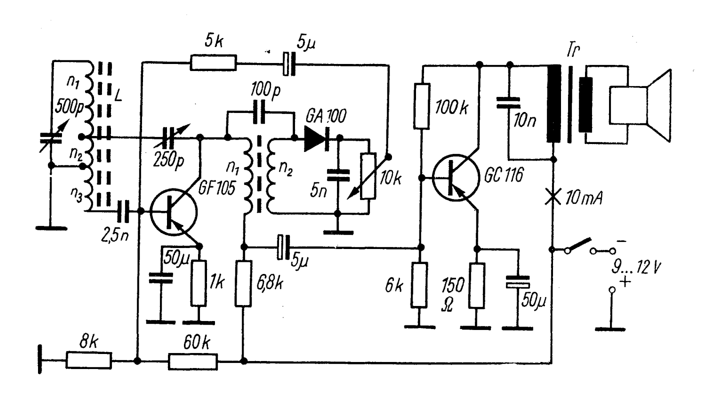


Bild 58 Rückgekoppeltes Audion in Emitterschaltung

2.2.5. *Niederfrequenzverstärker*

Der Verstärker ist zweistufig aufgebaut: NF-Vorverstärker (Transistor T_4) und Gegentaktendverstärker (Transistoren T_5, T_6).

2.2.5.1. NF-Vorverstärker

Die vom Demodulator abgegebene niederfrequente Spannung wird über den Ankopplungskondensator C_{21} zum Eingang des in Emitterschaltung arbeitenden Vorverstärkers geleitet. (Da dieser einen B-Verstärker auszusteuern hat, handelt es sich um eine Treiberstufe.) Die Treiberstufe hat die Aufgabe, die für die Aussteuerung der beiden Endtransistoren erforderliche Leistung aufzubringen.

Der Widerstand R_{13} bewirkt eine Gegenkopplung zwischen Kollektor und Basis. Die Gegenkopplung trägt zur Stabilisierung des Arbeitspunkts bei. Steigt durch Erwärmung der Kollektorstrom an, so wird das Kollektorpotential durch den Spannungsabfall am Widerstand R_{15} und an der Primärwicklung des Treibertransformators weniger negativ, und damit auch — über den Widerstand R_{13} — das Potential der Basis. Durch diesen Einfluß verringert sich der Steuerstrom, und die Folge ist eine Herabsetzung des Kollektorstroms. Dimensioniert man R_{13} optimal, so läßt sich der Arbeitspunkt in bestimmten Grenzen konstanthalten. Mit dem gleichen Widerstand wird die erforderliche Basisvorspannung von etwa —0,2 V eingestellt.

Der Widerstand R_{14} dient zur Einstellung der Emitterspannung, die der Basisspannung gegenüber um etwa 0,1 V positiver sein muß. Der Elektrolytkondensator C_{22} stellt für Wechselstrom einen Kurzschluß dar. Die Dimensionierung der Kondensatoren C_{21}, C_{22} (25 μF) wird sicher ungewöhnlich erscheinen.

Es muß aber berücksichtigt werden, daß bei dem sehr niedrigen Eingangswiderstand des Transistors auch die Übertragung der unteren Grenzfrequenz des Niederfrequenzspektrums gewährleistet ist.

Der Kollektor des Transistors T_4 erhält seine Spannung über den Widerstand R_{15} und die Primärwicklung des Treibertransformators Tr 1. R_{15} bestimmt den Kollektorstrom. Der Kondensator C_{24} legt das kalte Ende der Primärwicklung des Transformators wechselstrommäßig an Masse. Damit erfolgt eine wirksame Entkopplung der gesamten Niederfrequenzstufe. Die Beschneidung der oberen Frequen-

zen nimmt der Kondensator C_{23} vor. Diese Maßnahme stellt einen Ausgleich für die stark induktive Komponente der Primärwicklung dar.

Der Treibertransformator hat einerseits die Aufgabe, der Gegentaktendstufe zwei um 180° phasenverschoben gleich große Spannungen zuzuführen und andererseits die erforderliche Steuerleistung zu übertragen. Tr 1 ist so dimensioniert, daß der Frequenzgang des Vorverstärkers nicht übermäßig begrenzt wird.

Für den Treibertransformator eines 300-mW-Verstärkers ergeben sich die ungefähren Windungszahlen:

W_{pr} 2660 Wdg., 0,12-mm-CuL;

W_{sek} 2×332 Wdg., bifilar, 0,3-mm-CuL;

Kern M 42, Dynamoblech IV, 0,35 mm.

Die Aussteuerung der Gegentakttransistoren T_5, T_6 erfolgt über die beiden sekundärseitigen Wicklungshälften des Transformators. Eine andere Art einer Phasenumkehrschaltung zur Erzeugung symmetrischer Spannungen zeigt Bild 59. Sie arbeitet nach dem Prinzip der Katodynröhrenschaltung. Ihr Kennzeichen sind die (annähernd) gleich großen Widerstände R_1 und R_2. In diesen treten deshalb die gleich großen Spannungswerte u_1 und u_2 auf.

Die Spannungen sind um 180° phasenverschoben. Der Vorzug der Schaltung ist die der Transformatorenschaltung gegenüber größere Phasenreinheit. Mit einer derartigen transistorisierten Phasenumkehrstufe läßt sich allerdings nur eine geringe Leistungsverstärkung erzielen.

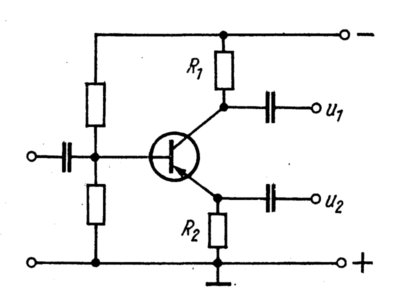


Bild 59
Prinzip der Phasenumkehrschaltung

2.2.5.2. Niederfrequenzendstufe

In den meisten batteriebetriebenen Empfängern wendet man die Gegentakt-B-Verstärkung an. Mit ihr lassen sich wesentlich größere Ausgangsleistungen erzielen als mit einer Eintaktschaltung. Eine Gegentakt-A-Verstärkung ist nur bei Netzbetrieb zweckmäßig, da sie einen hohen Kollektorruhestrom benötigt, mit dem die Batterie bereits im nicht ausgesteuerten Zustand übermäßig belastet wird. Im Gegentakt-B-Betrieb verstärkt jeder Transistor nur eine Halbwelle des Eingangssignals. Im Ausgangstransformator werden die Halbwellen wieder zu vollständigen Schwingungen zusammengesetzt. Diese Wirkungsweise geht aus dem Diagramm (Bild 60) hervor. Daraus ist zu ersehen, daß bei fehlender Ansteuerung mit dem Basisstrom I_B kein nennenswerter Kollektorstrom I_C fließt, während bei vorhandenem Signal der Strom I_B jeweils mit einer Halbwelle die beiden in Gegentakt geschalteten Transistoren aussteuert. Im Ausgangsübertrager entsteht die unverzerrte Schwingung I_C.

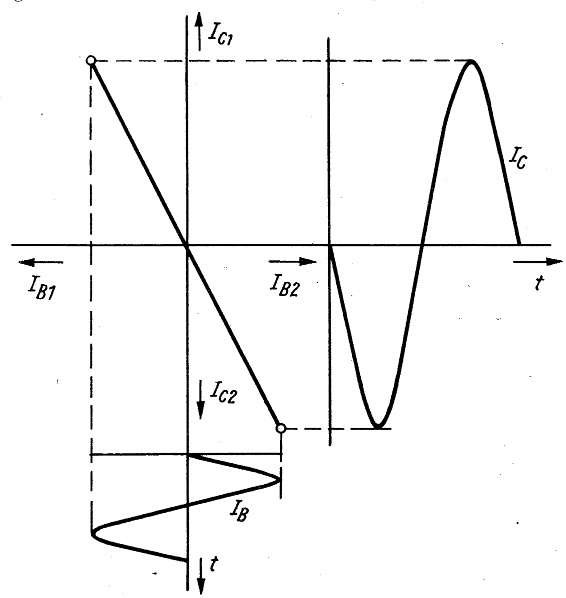


Bild 60 Diagramm zur Veranschaulichung der Arbeitsweise des transistorisierten Gegentakt-B-Verstärkers

Die beiden Hälften der Sekundärwicklung des Transformators Tr 1 (s. Stromlaufplan) liefern die in ihrer Phase um 180° verschobenen, verstärkten Eingangsspannungen bzw. -ströme. Auf Grund der in Gegentakt geschalteten Transistoren T_5, T_6 fließt bei negativer Basis ein Basisstrom und folglich auch ein Kollektorstrom. Die beiden Halbwellen werden im Ausgangstransformator zur resultierenden Niederfrequenzschwingung zusammengesetzt. Durch den Eingangsspannungsteiler R_{16}, R_{17} wird der Arbeitspunkt eingestellt. R_{17} ist ein Heißleiter (Thermistor), dessen Widerstandswert mit steigender Temperatur abnimmt. Ordnet man diesen temperaturabhängigen Widerstand in unmittelbarer Nähe der beiden Transistoren an, so sinkt bei einer Erhöhung der Transistortemperatur die negative Basisvorspannung ab: der Kollektorstrom wird stabilisiert. Der Regelbereich des Heißleiters läßt sich durch geeignete Maßnahmen, z. B. Parallel- und (oder) Serienschaltung von Vorwiderständen, optimal einstellen. Der Widerstand R_{18} hat die Aufgabe, Exemplarstreuungen der Transistoren zu kompensieren.

Für einen 300-mW-Verstärker ergeben sich für den Ausgangstransformator folgende ungefähre Windungszahlen:

W_{pr} 2 × 270 Wdg., bifilar, 0,32-mm-CuL;

W_{sek} 100 Wdg., 0,7-mm-CuL;

Kern M 42, Dynamoblech IV/0,35 mm

(kein Luftspalt).

Je höher man die Ausgangsleistung einer NF-Verstärkerstufe treibt, desto größer wird die Kollektorverlustleistung und demzufolge die Wärmeentwicklung. Um Endstufentransistoren mit Ausgangsleistungen > 300 mW verwenden zu können, sind spezielle Einbaumaßnahmen erforderlich: Man muß Kühlschellen bzw. mehr oder weniger großflächige Kühlbleche vorsehen, die eine wirksame Wärmeableitung garantieren.

Abschließend werden noch einige Varianten transistorisierter Niederfrequenzverstärker vorgestellt.

NF-Verstärker mit A-Endstufe (50 *mW*) — Die Schaltung (Bild 61) ist vorwiegend für Kleinstempfänger geeignet. Die Treiberstufe zeigt keine Besonderheiten. Mit dem Treibertransformator erzielt man, in Abhängigkeit vom Windungsverhältnis w_2/w_1, eine günstige Anpassung der Treiberstufe an den Eingang der im A-Betrieb arbeitenden

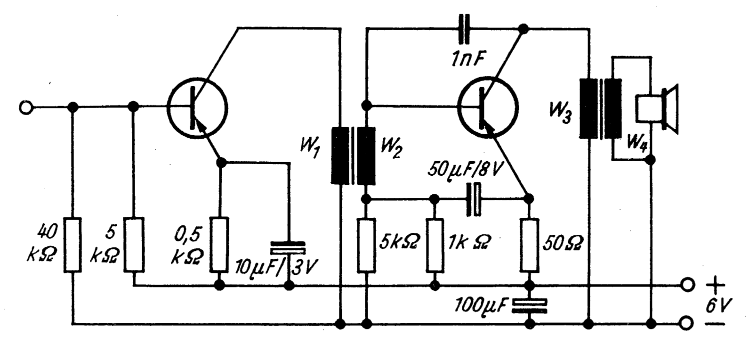


Bild 61 NF-Verstärker — 50 mW — (nach VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder)

OC 870 rauscharm T4
OC 870 T5
2 × OC 821 T6 T7

Bild 62 NF-Verstärker mit Gegentakt-B-Endstufe — 400 mW —; R_{22} 5 k R_{24} 22 k; R_{25} 100 k; R_{26} 6,2 k; R_{27} 6,2 k; R_{28} 27 k; R_{29} 220; R_{30} 70; R_{32} 100; R_{33} 1 k; R_{34} 100; R_{35} 50.
C_{50} 5 µF; C_{51} 20 nF; C_{52} 5 µF; C_{53} 500 µF; C_{54} 50 µF; C_{58} 500 µF; C_{57} 0,5 nF; C_{30} 5 nF; C_{46} 20 nF

Endstufe. Die Daten für Treiber- und Ausgangstransformator sind zugeschnitten auf eine Betriebsspannung von 9 V. Der Arbeitspunkt wird bestimmt durch den Spannungsteiler mit den Widerständen 5 kΩ/1 kΩ und mit dem Emitterwiderstand 50 Ω. Der Kondensator 1 nF zwischen Kollektor und Basis bewirkt eine Gegenkopplung der hohen Frequenzen.

Die Endstufe im A-Betrieb weist zwar gute Übertragungseigenschaften auf, hat aber den Nachteil, daß infolge des sehr großen Kollektorruhestroms die Batterie bereits ohne Eingangssignal belastet wird. Es ist daher empfehlenswert, Verstärker im A-Betrieb für höhere Ausgangsleistungen aus einem Stromversorgungsgerät vom Netz aus zu speisen.

Niederfrequenzverstärker mit Gegentakt-B-Endstufe (400 *mW*) — Eine NF-Schaltung für einen anspruchsvolleren Empfänger zeigt Bild 62. Eine Besonderheit ist die der Treiberstufe vorgeschaltete rauscharme Verstärkerstufe, wodurch sich eine sehr rauscharme Gesamtverstärkung erzielen läßt.

Die Kondensatoren C_{46} und C_{51} bewirken eine frequenzabhängige Gegenkopplung; C_{57} und R_{34} kompensieren die stark induktive Komponente des Ausgangsübertragers. Als Ausgangsübertrager wird der Spartransformator verwendet. Anschluß für einen zweiten Lautsprecher ist vorgesehen.

Eisenlose Gegentakt-A-Endstufe — In transistorisierten Verstärkerschaltungen weist die eisenlose Endstufe in bezug auf den Frequenzgang die gleichen Vorzüge auf wie in Röhrenschaltungen. Für hohe Ansprüche ist die in Bild 63 gezeigte Schaltung geeignet.

Die in der ersten Stufe vorverstärkte Niederfrequenz wird einer Phasenumkehrstufe zugeführt. Sie liefert die beiden zur Aussteuerung der Treiberstufe notwendigen phasenverschobenen Spannungen (A und B). Zur Ankopplung der Endtransistoren an die Transistoren der Treiberstufen wird der niederohmige Ausgang der Treiberstufen unmittelbar dem gleichfalls niederohmigen Eingang der Endstufen parallelgeschaltet.

2.3. Messungen am Transistorempfänger und Abgleich

Die Meßmethoden für transistorisierte Schaltungen unterscheiden sich grundsätzlich von denen, die man für Röhrenschaltungen an-

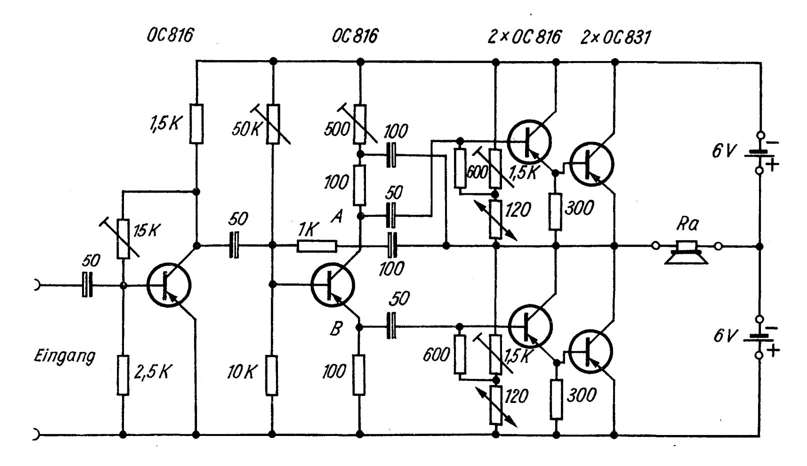


Bild 63 Eisenlose-Gegentakt-A-Endstufe (nach VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder)

wendet. Dabei ist besonders zu beachten, daß der Transistor keine unzulässig hohen Spannungen und Temperaturen verträgt. Man muß also vermeiden, daß der Transistor durch Schaltungsfehler, fehlerhafte Widerstände, kurzgeschlossene Kondensatoren usw. überlastet wird. Vorsicht ist bei Lötarbeiten geboten. Deshalb muß man unbedingt für eine gute Wärmeableitung an den Anschlüssen des Transistors sorgen. Der Lötkolben sollte über einen Vorschalttransformator vom Netz getrennt werden, um bei möglichen Gehäuseschlüssen des Lötkolbens eine Zerstörung des Transistors zu verhindern.

Der im Aufbau von Transistorschaltungen noch unerfahrene Leser sollte grundsätzlich zunächst die Schaltung ohne angeschlossene Transistoren kontrollieren; dazu dient ein Ohmmeter. Man prüft die Leitungsführung, die Widerstände in bezug auf den Widerstandswert und die Kondensatoren auf Kurzschluß. Danach werden die Transistoren eingelötet, die Batterie eingeschaltet und mit einem hochohmigen Spannungsmesser (z. B. Universalvielfachmesser 20 kΩ/V) sämtliche Spannungen an den Transistoranschlüssen gemessen.

Man muß darauf achten, daß die Strecke Basis-Emitter in Durchlaßrichtung und die Strecke Kollektor-Emitter in Sperrichtung gepolt sind.

Bei dem pnp-Transistor muß folglich am Emitter eine um etwa 0,1 V positivere Spannung als an der Basis liegen. Strommessungen werden lediglich bei der Einstellung des Kollektorstroms der Endstufe vorgenommen. Alle weiteren Messungen (Empfindlichkeit usw.) erfolgen in der bereits beschriebenen Weise.

Der Abgleich wird wie beim Röhrenempfänger durchgeführt. Ebenso wichtig wie die Messungen und Abgleicharbeiten sind Prüfmethoden, die es gestatten, die Funktionstüchtigkeit der für den Einbau vorgesehenen Transistoren zu kontrollieren. Wesentlich ist die Bestimmung des Kollektorreststroms, denn er gibt Aufschluß über die elektrische Beschaffenheit des Transistors. Den Prüfling schließt man entsprechend der Schaltung nach Bild 64 an; gemessen wird der Strom I_{CO}. Bei einer Kollektorspannung von 6 V erhält man für funktionstüchtige Exemplare folgende Werte:

für Vorstufentransistoren in Emitterschaltung — bis etwa 300 μA;
für Endstufentransistoren größerer Leistung in Emitterschaltung — einige Milliampere.

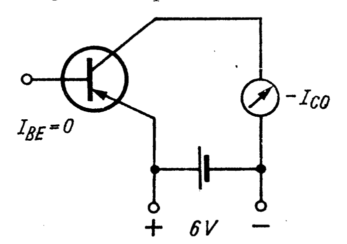


Bild 64
Schaltung zur Bestimmung des Kollektorreststroms

In den Datenblättern der Hersteller sind für jeden Transistortyp die maximalen Werte für den Kollektorreststrom angegeben, so daß mit dem beschriebenen Meßverfahren ohne weiteres eine geeignete Auswahl getroffen werden kann. Diese Auswahl ist besonders für die Endstufentransistoren in Gegentaktschaltungen kritisch, denn diese Transistoren (Pärchen) sollen einen annähernd gleichen Kollektorreststrom und gleiche Stromverstärkung aufweisen.

2.3.1. *Standardmeßwerte*

Obwohl man für die einzelnen Stufen des Transistorempfängers nur mit Einschränkungen Meßwerte angeben kann, sollen hier einige typische Größen aufgeführt werden.

ZF-Empfindlichkeit, bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung

ab Mischstufe	etwa 20 μV
ab 1. ZF-Stufe	etwa 200 μV
ab 2. ZF-Stufe	etwa 2 mV

Eingangsempfindlichkeit

im Mittelwellenbereich	30 bis 50 μV

Die Werte sind in hohem Maße von der verwendeten Antenne (normale Außenantenne, Ferritantenne) und deren Ankopplung abhängig.

Trennschärfe, Bandbreite

Die Angabe von Meßwerten ist schwierig, da sie weitgehend von der automatischen Schwundregelung abhängig sind. Sobald die Regelspannung einsetzt, wird der Schwingkreis durch die geregelten Transistoren weniger stark bedämpft, so daß sich die Trennschärfe erhöht.

Ausgangsleistung, NF-Eingangsempfindlichkeit

Die Meßwerte sind weitgehend von der Art der verwendeten Schaltung abhängig, also auch von der Kapazität der Batterie oder des Stromversorgungsaggregats.

Die *Ausgangsleistung* beträgt bei batteriebetriebenen Klein- und Kleinstempfängern — je nach Ausführung der Endstufe — 50 mW bis 1,5 W.

Für die *Eingangsempfindlichkeit* des NF-Verstärkers kann man etwa 1 mV, bezogen auf eine Ausgangsleistung von 50 mW, annehmen.

Redaktionsschluß: 15. Januar 1967

1.—10. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1967

Lizenz-Nr. 5

Lektor: Wolfgang Stammler

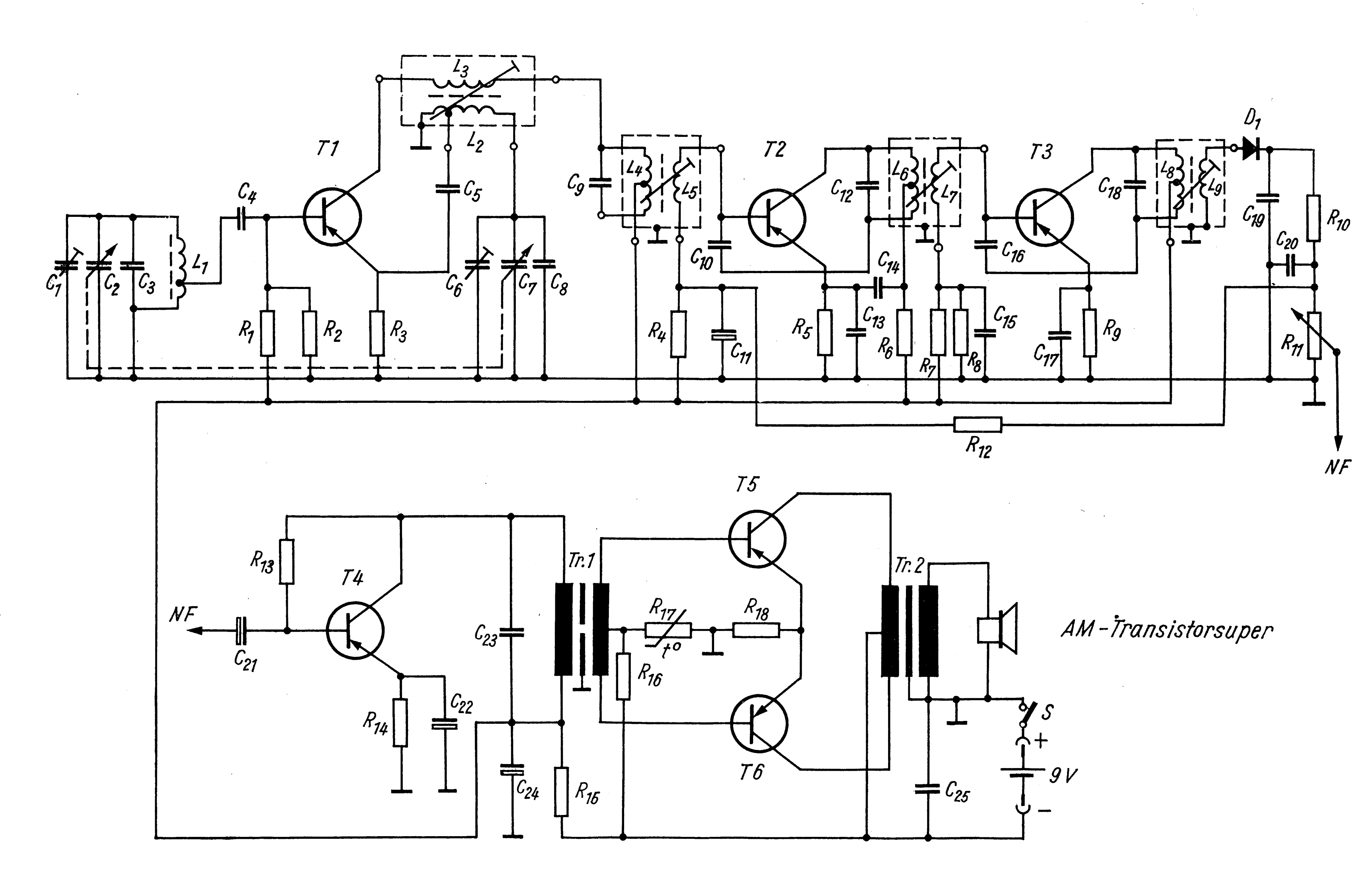
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann

Vorauskorrektor: Johanna Pulpit · Korrektor: Marianne Bock

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Wolfgang Guthmann

Gesamtherstellung: Druckerei Volksstimme, Magdeburg

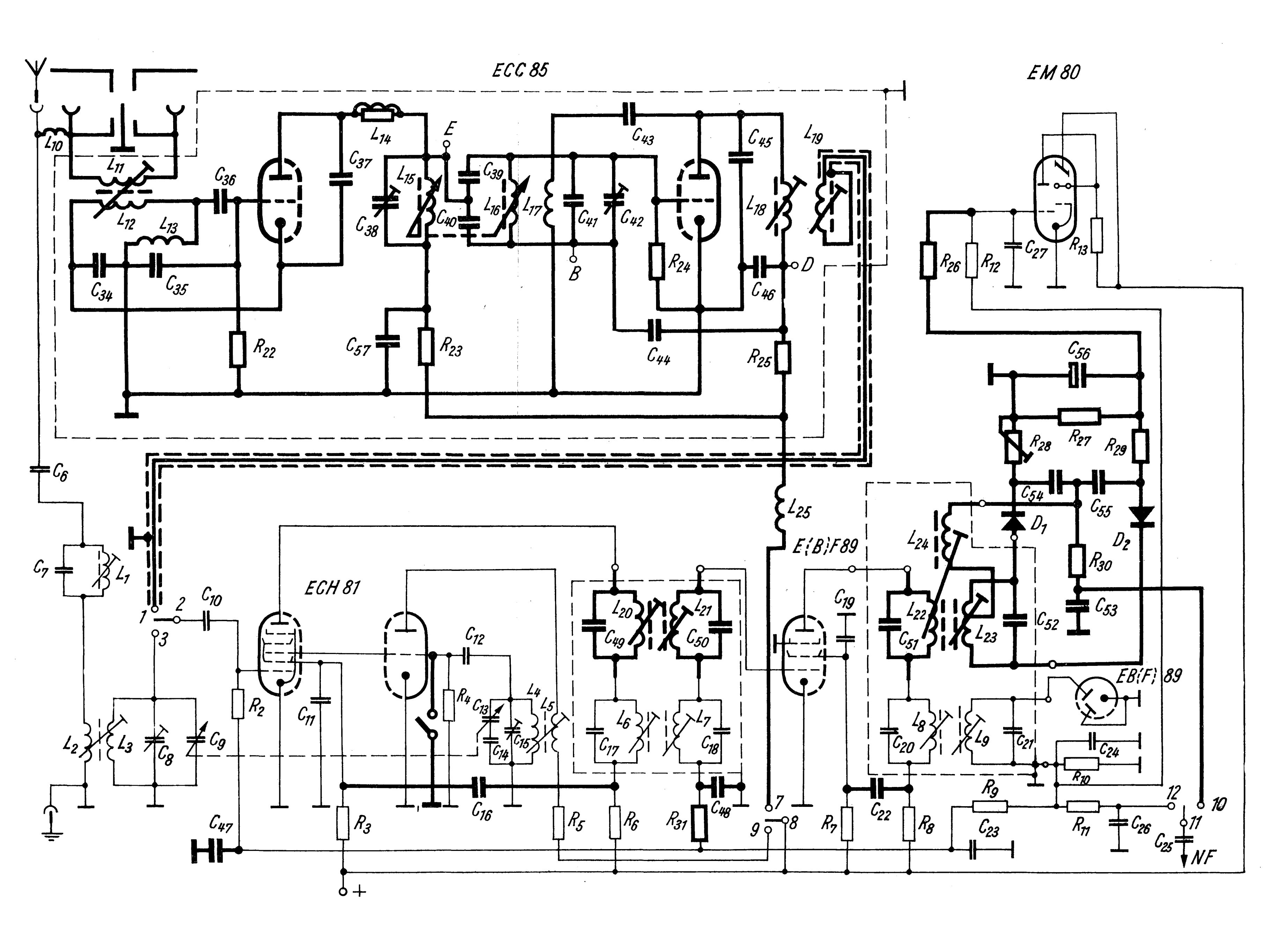
1,90



T1
T2
T3
T4
T5
T6
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
L9
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C20
C21
C22
C23
C24
C25
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
D1
NF
NF
Tr.1
Tr.2
t°
S
+
9 V
–
AM-Transistorsuper

Stückliste
zum Stromlaufplan für den AM-Transistorsuper

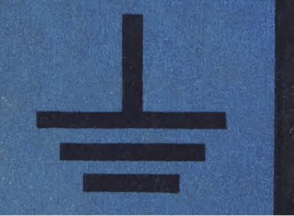
R_1	Schichtwiderstand	80 kΩ	
R_2	Schichtwiderstand	10 kΩ	
R_3	Schichtwiderstand	2 kΩ	
R_4	Schichtwiderstand	60 kΩ	
R_5	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_6	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_7	Schichtwiderstand	15 kΩ	
R_8	Schichtwiderstand	100 kΩ	
R_9	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_{10}	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_{11}	Schichtdrehwiderstand	5 kΩ	
R_{12}	Schichtwiderstand	5 kΩ	
R_{13}	Schichtwiderstand	250 kΩ	
R_{14}	Schichtwiderstand	1 kΩ	
R_{15}	Schichtwiderstand	250 Ω	
R_{16}	Schichtwiderstand	30 kΩ	
R_{17}	NTC-Widerstand	300 Ω	
R_{18}	Schichtwiderstand	50 Ω	
C_1	Trimmerkondensator	7 ...17 pF	
C_2	Drehkondensator (Typ „Sternchen“)	200 pF	
C_3	Keramischer Kondensator	5 pF	160 V
C_4	Kunststoffoliekondensator	10 nF	160 V
C_5	Kunststoffoliekondensator	5 nF	160 V
C_6	Trimmerkondensator	7 ... 17 pF	
C_7	Drehkondensator (Typ „Sternchen“)	90 pF	
C_8	Keramischer Kondensator	5 pF	160 V
C_9	Keramischer Kondensator	200 pF	160 V
C_{10}	Keramischer Kondensator	10 pF	160 V
C_{11}	Elektrolytkondensator	5 μF	
C_{12}	Keramischer Kondensator	200 pF	160 V
C_{13}	Kunststoffoliekondensator	50 nF	160 V
C_{14}	Kunststoffoliekondensator	50 nF	160 V
C_{15}	Kunststoffoliekondensator	50 nF	160 V
C_{16}	Keramischer Kondensator	10 pF	160 V
C_{17}	Kunststoffoliekondensator	50 nF	160 V
C_{18}	Keramischer Kondensator	200 pF	160 V
C_{19}	Kunststoffoliekondensator	20 nF	160 V
C_{20}	Kunststoffoliekondensator	10 nF	160 V
C_{21}	Elektrolytkondensator	25 μF	30 V
C_{22}	Elektrolytkondensator	25 μF	30 V
C_{23}	Kunststoffoliekondensator	10 nF	160 V
C_{24}	Elektrolytkondensator	25 μF	30 V
C_{25}	Kunststoffoliekondensator	25 nF	160 V
T_1	Transistor	Typ GF 105	
T_2	Transistor	Typ GF 100	
T_3	Transistor	Typ GF 100	
T_4	Transistor	Typ GC 116	
T_5	Transistor	Typ GC 120	} Pärchen
T_6	Transistor	Typ GC 120	} Pärchen
D_1	Diode	Typ OA 625	

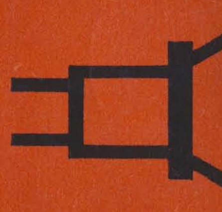


ECC 85
EM 80
ECH 81
E(B)F 89
EB(F) 89

Stückliste
zum Gesamtstromlaufplan für den AM-/FM-Super

R_{22}	Schichtwiderstand	200 kΩ	0,1 W
R_{23}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,1 W
R_{25}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_{26}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W
R_{27}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,25 W
R_{28}	Einstellregler	10 kΩ	05 HSF
R_{29}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_{30}	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_{31}	Schichtwiderstand	300 kΩ	0,25 W
C_{34}	Keramischer Kondensator	25 pF 5%	160 V
C_{35}	Keramischer Kondensator	20 pF 5%	160 V
C_{36}	Keramischer Kondensator	200 pF 5%	160 V
C_{37}	Keramischer Kondensator	2,5 pF ± 0,5 pF	500 V
C_{38}	Keramischer Knopftrimmer	3 ... 7 pF	
C_{39}	Keramischer Kondensator	10 pF 2 %	500 V
C_{40}	Keramischer Kondensator	10 pF 2%	500 V
C_{41}	Keramischer Kondensator	16 pF 5%	500 V
C_{42}	Keramischer Knopftrimmer	3 ... 7 pF	
C_{43}	Keramischer Kondensator	20 pF 5%	500 V
C_{44}	Keramischer Kondensator	8,5 pF	500 V
C_{45}	Keramischer Kondensator	10 pF 10%	500 V
C_{46}	Keramischer Kondensator	110 pF 2%	500 V
C_{47}	Rohrkondensator	5 nF	160 V
C_{48}	Rohrkondensator	100 pF 10%	160 V
C_{49}	Rohrkondensator	20 pF ± 0,5%	500 V
C_{50}	Rohrkondensator	20 pF ± 0,5%	500 V
C_{51}	Rohrkondensator	10 pF ± 0,5%	500 V
C_{52}	Rohrkondensator	50 pF 2%	160 V
C_{53}	Rohrkondensator	200 pF 10%	160 V
C_{54}	Rohrkondensator	220 pF 10%	160 V
C_{55}	Rohrkondensator	220 pF 10%	160 V
C_{56}	Elektrolytkondensator	2 μF	250 V
C_{57}	Keramischer Kondensator	3 nF	250 V





DEUTSCHER
MILITÄR-
VERLAG